Volume XV Avril 1936 Numéro 172

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Éditorial : Relief acoustique, par P. Besson.

La troisième exposition de pièces détachées, accessoires et lampes de T. S. F.

Distorsions accompagnant l'amplification haute fréquence et la conversion de fréquence, par M. Lambrey.

Note sur le sens et la forme du signal de synchronisation en télévision, par R. Barthélémy.

Déviations radiogoniométriques à bord d'avion (suite et fin), par E. Fromy.

Considérations sur le lever du doute en radiogoniométrie, par M. H. Bellini.

Le nouveau poste émetteur de télévision de Berlin.

Société des Radioélectriciens.

Analyses et Brevets.

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e^)

Prix : 6 fr.

La Rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la teneur des articles publiés, les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN		Etienne CHIRON	PRIX
France..... 60 fr.		ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 6 fr.
Etranger	tarif faible. 70 fr.	40, rue de Seine-PARIS	Tél. : DANTON 47-56
	tarif fort.. 80 fr.	CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs à toute demande.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Radioélectriciens a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent :

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

. . . . . .

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1.000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement.

Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

. . . . . .

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées

Particuliers . . . . . 50 fr.

Sociétés ou collectivités. . . . . 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut sur demande être ramenée à 30 francs.

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus pour couvrir le supplément de frais postaux la somme de 15 fr.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

ÉDITORIAL

RELIEF ACOUSTIQUE

par P. BESSON
Ingénieur des Ponts et Chaussées.

Donner l'impression du « relief acoustique » lors de l'audition d'un concert radiodiffusé est un but que se sont proposé divers expérimentateurs, qui, malheureusement, et sauf dans un cas particulier, ne paraissent pas avoir pu disposer de moyens suffisants pour l'atteindre complètement. Sans doute, peut-on créer une certaine impression de relief en se bornant à disposer deux haut-parleurs, reproduisant des registres sonores différents, en deux points convenablement choisis de la pièce où se fait la réception. Mais ce n'est pas là le véritable relief acoustique, qui devrait également permettre de suivre les mouvements d'un acteur se déplaçant devant les microphones, tout en parlant.

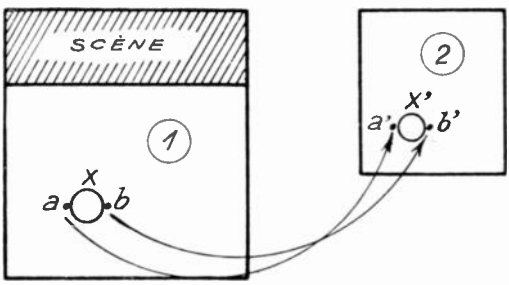


Fig. 1.

Examinons donc comment ce relief pourrait être reproduit : il s'agit, en somme, de placer l'auditeur dans la situation où il se trouverait s'il était assis dans la salle de concert ou de théâtre, et d'impressionner ses deux oreilles par des ondes sonores identiques à tous points de vue à celles qu'elles percevraient dans cette salle. Deux moyens s'offrent à nous pour cela.

Soit (fig. 1) un plan schématique (1) de la salle, et X un spectateur dont les oreilles sont en *a* et *b*. Soit (2) la salle où s'effectue la réception, et X′ l'auditeur. Plaçons en *a* et *b* deux microphones

reliés par les chaînes d'amplification convenables — conservant les phases des courants des diverses fréquences audibles — à deux téléphones distincts placés aux oreilles a' et b' de l'auditeur X'. Celui-ci percevra sensiblement ce qu'il aurait perçu en X. Toutefois, ce procédé ne fait entrer en jeu, pour reproduire le relief, que la différence des phases des ondes parvenant aux deux oreilles. Or, il est certain que les propriétés directives de ces oreilles, dues à leur constitution et à leur pavillon, interviennent également. La nécessité de l'emploi de téléphones collés à chaque oreille est un autre inconvénient. Par contre, l'avantage de ce système est qu'il est indépendant de la forme et de la constitution de la pièce où se fait la réception.

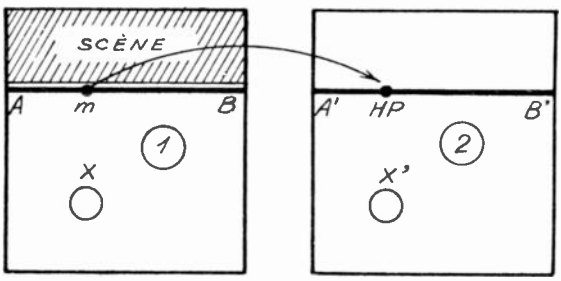


Fig. 2.

Le second procédé paraît plus intéressant, et c'est lui qui a été utilisé lors de l'essai effectué aux États-Unis, et auquel nous avons fait allusion plus haut. On a raisonné comme suit : soit (1) (fig. 2) la salle où a lieu le concert, (2) la salle où il s'agit de le reproduire, au moyen de haut-parleurs, et de façon à donner à l'auditeur X' exactement la même sensation de relief sonore que s'il était le spectateur X. Supposons tout d'abord les deux salles identiques à tous points de vue. Considérons un rideau vertical fictif se projetant en AB, perméable aux ondes sonores, et sur lequel serait groupée une infinité de microphones, chacun relié à un haut-parleur correspondant placé sur un rideau vertical analogue A'B'. Moyennant certaines précautions, l'onde sonore qui traverse le rideau AB sera reproduite dans la salle (2) au voisinage de A'B', avec une forme, une intensité, des phases, etc... identiques. Si l'on veut, l'enveloppe des ondes sonores élémentaires émises par les haut-parleurs HP sera identique à l'onde qui traverse le rideau AB. L'auditeur X' aura alors la même sensation que le spectateur X. Ce système est jusqu'ici théorique, puisqu'il suppose une infinité de microphones et une infinité de haut-parleurs. Mais les essais effectués ont montré que, pratiquement, on pouvait se limiter à 3 microphones convenable-

ment associés à 3 haut-parleurs. L'essai a donné dans ces conditions un résultat parfait, et a même permis de constater que 2 microphones et 2 haut-parleurs fourniraient déjà une approximation intéressante.

Les avantages de ce système sont évidents : suppression des téléphones, audition possible pour plusieurs personnes sans complication, etc... L'inconvénient est que, pour reproduire à la réception les mêmes conditions qu'à l'émission, il est nécessaire que les deux salles soient identiques, également garnies d'auditeurs... etc... Mais il nous paraît néanmoins qu'avec des pièces différentes, un effet, sinon rigoureusement exact, du moins approximatif, et en tous cas intéressant, serait produit, et l'expérience vaut, semble-t-il, la peine d'être tentée. Le schéma en serait alors celui de la figure 3, où le nombre des microphones et des haut-parleurs pourrait même être réduit à deux. Nombreux sont certainement les amateurs de T. S. F. qui disposent de deux récepteurs — dont les parties BF devraient être autant que possible identiques, pour ne pas modifier les déphasages — et qui pourraient suivre de tels essais.

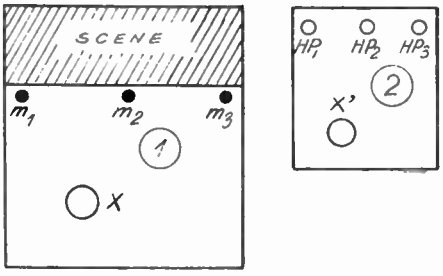


Fig. 3.

Il faut, évidemment, deux postes émetteurs distincts, l'un transmettant la modulation du microphone de droite, l'autre celle du microphone de gauche. Mais il arrive assez fréquemment, à Paris, qu'un même concert est transmis simultanément par deux stations, par exemple Paris P. T. T. et la Tour Eiffel. Au lieu de les moduler par un microphone unique, ne pourrait-on, parfois, en profiter pour réaliser un essai de transmission du relief acoustique par le moyen indiqué ci-dessus? Ce serait, croyons-nous, la première fois qu'un tel essai serait tenté par voie radio électrique, car la transmission américaine dont il a été question ci-dessus utilisait des liaisons par câbles. Sans doute, les auditeurs qui n'écouteraient alors qu'un seul des postes, auraient-ils une réception de qualité médiocre, du fait de la place assignée au microphone. Il nous semble cependant que l'intérêt de telles expériences justifierait cet essai.

P. Besson.

LA TROISIÈME EXPOSITION DE PIÈCES DÉTACHÉES, ACCESSOIRES ET LAMPES DE T. S. F.

C'est maintenant devenu une tradition que d'instituer, dans les premiers mois de chaque année, une Exposition spéciale des pièces détachées destinées à la construction du matériel radioélectrique, et que les constructeurs auront ainsi le temps d'étudier et de mettre en œuvre pour réaliser les récepteurs qui seront présentés au public lors du Salon annuel.

D'année en année, cette manifestation prend d'ailleurs plus d'importance. On s'écrasait déjà certains après-midi dans les halls de la Maison de la Chimie où elle avait lieu, du 11 au 13 février. Que serait-ce si cette Exposition faisait une publicité analogue à celle du Salon, d'autant plus que l'entrée était gratuite et que — nous ont fait remarquer certains visiteurs — on y avait l'immense avantage de ne pas entendre de musique, et de pouvoir s'entretenir aisément de questions techniques, sans être interrompu par un haut-parleur!

Organisée par le Syndicat Professionnel des Industries Radioélectriques (S. P. I. R.), cette manifestation groupait la plupart des fabricants de pièces détachées dont nous avions regretté l'absence au dernier Salon. Les critiques que nous avons adressées à celui-ci dans le compte rendu paru en novembre dernier ne se justifieraient pas à l'égard de l'Exposition des pièces détachées : nous avons eu la très grande joie d'y trouver des nouveautés, d'y noter un effort véritable de beaucoup de constructeurs, grands ou petits, pour améliorer leur fabrication, enfin, et surtout, de rencontrer dans beaucoup de stands un personnel compétent, capable de répondre à toutes les questions techniques que posaient les visiteurs! Sans doute faut-il voir là une conséquence du fait que cette Exposition est surtout

destinée aux professionnels. Néanmoins, les amateurs y étaient admis, et, comme nous l'avons indiqué ci-dessus, l'entrée en était entièrement libre.

Que tous ceux qui s'intéressent, de près ou de loin, à la radioélectricité n'oublient pas, par conséquent, l'année prochaine, de surveiller la date de cette Exposition, et d'aller longuement examiner le matériel qui y sera présenté.

Nous allons ici passer rapidement en revue les nouveautés figurant dans les divers stands, — ou du moins celles qui ont particulièrement frappé le groupe d'Ingénieurs que la rédaction de *L'Onde Électrique* charge habituellement des comptes rendus d'Expositions, — en nous excusant de ce qui aurait pu être oublié au cours des visites forcément un peu rapides, étant donnée la durée assez restreinte de la manifestation.

I. — Les Lampes.

Nous en parlons de suite car elles donnent lieu à une modification que l'on peut qualifier de sensationnelle, des types précédemment connus : il s'agit de l'apparition de lampes *européennes* chauffées sous 6v,3 comme les lampes américaines, et appelées à remplacer les anciennes lampes chauffées sous 4 volts. Comme les Américains ont pratiquement abandonné le chauffage sous 2 volts ou 2v,5, il en résulte que la tension de 6v,3 est bien maintenant « transcontinentale ». Nous applaudissons à cette standardisation — qui va obliger plus d'un bricoleur européen à ajouter quelques spires aux enroulements de chauffage des transformateurs qu'il utilise. — Mais pourquoi n'avoir pas cherché à en profiter pour uniformiser aussi les *culots?* Les Américains ont tendance à abandonner leurs anciens modèles pour se rallier au culot des lampes métalliques : on trouve même couramment aujourd'hui des lampes verre montées sur ces culots. Il eût donc suffi de s'entendre pour choisir ou ce culot ou le culot européen dit « transcontinental ». Les deux types ont leurs avantages et leurs inconvénients et l'intérêt général bien compris voudrait qu'on en élimine un. Évidemment, cela entraînerait des questions commerciales délicates, mais peut-être pas insolubles.

Revenons aux nouvelles lampes 6v,3 qui se distinguent par leurs petites dimensions et leur enduit rouge et que construisent — en

des types rigoureusement identiques — Philips, la Radiotechnique, Mullard, Telefunken, Valvo. Seul, Mazda reste fidèle aux lampes américaines et Visseaux présente des lampes verre ayant l'aspect extérieur et le culot des lampes métalliques.

Les nouvelles lampes transcontinentales représentent une économie de courant (et de dissipation thermique) de 50 % sur la série précédente; le volume a pu aussi être très réduit et certaines capacités diminuées; de plus l'effet « S » est supprimé par un dépôt de carbone sur l'ampoule. Nous trouvons ainsi une octode neutralisée « EK2 » fonctionnant encore avec des ondes de 5 m.; deux penthodes HF, EF5 à pente variable, EF6 à pente fixe; une double diode minuscule EB4, dans laquelle un écran sépare complètement les deux éléments; une duo-diode-triode EBC3; trois penthodes de sortie EL2 8 watts, EL3 9 watts, EL5 18 watts, trois redresseurs EZ2, EZ3, EZ4. En même temps apparaît un indicateur de réglage lumineux à rayons cathodiques analogue à la 6E5 américaine. C'est le « trèfle cathodique 4678 » Philips ou le « darioscope ED77 » Dario. Enfin voici les lampes pour batteries 2^{v} : octode KK2, penthodes HF, KF3 et KF4, duodiode KB2, duo-diode-triode KBC1, penthode KL4, que nous annoncions dans notre tableau de novembre dernier.

Les oscillographes cathodiques se développent progressivement; Mazda entre autres présente une série complète de « Miratrons » (quel nom poétique!) analogues aux modèles RCA. L'ensemble Philips s'est augmenté d'un oscillographe en coffret complet, d'une valve haute tension et d'un thyratron.

II. — Les châssis et blindages.

C'est là peut-être ce qui a le moins évolué, et on ne trouvait presque pas de nouveautés, en dehors, toutefois de quelques types de blindages standardisés obtenus par étirage, et de prix de revient particulièrement réduit. On pourrait cependant, semble-t-il, créer, comme cela a été fait par une maison, en Amérique, des modèles de châssis standardisés comprenant un grand nombre de trous de formes diverses, ce qui permet de réaliser des postes variés sans nouveaux perçages, les trous inutilisés étant bouchés par des

plaques métalliques vissées. Ce dispositif servirait aux amateurs-constructeurs — et il en existe encore — pour essayer de nombreux montages, sans avoir à acheter chaque fois un nouveau châssis, et sans les sujétions assez considérables de perçages que les modèles habituels entraînent.

III. — Les condensateurs variables.

Plusieurs constructeurs tendent à supprimer le support habituel embouti des lames du stator, et à le remplacer par un certain nombre de colonnettes ou de réglettes assurant une très bonne rigidité mécanique. L'avantage recherché est la réduction de la capacité résiduelle. Elle est surtout notable si l'on supprime en même temps le blindage, et c'est ce que font certaines maisons, car il n'est pas aussi indispensable pour les condensateurs que pour les bobines, qui produisent des champs magnétiques intenses. Mais il présente un intérêt accessoire qu'il ne faut pas oublier : celui de protéger les lames contre la poussière et d'éviter, de ce fait, des crachements lorsque l'on fait tourner les rotors. Ce rôle pourrait être rempli par un carter de recouvrement en matière isolante à faibles pertes, très mince, en trolitul par exemple.

Le maximum des condensateurs embrochés sur un même axe est toujours de quatre. Il serait pourtant désirable de voir naître des groupes de cinq condensateurs, certains schémas récents nécessitant de tels ensembles, évidemment assez compliqués et quelque peu délicats à régler....

Enfin, nous avons trouvé au stand Elveco un type de condensateur multiple que nous désirions depuis longtemps voir apparaître, et que, ni en France, ni à l'étranger, nous n'avions encore pu nous procurer; ce sont des condensateurs pour superhétérodynes à monoréglage où l'élément qui accorde l'oscillateur local possède un rotor à lames spécialement profilées, de façon à maintenir constante la moyenne fréquence. On sait que les dispositifs habituels de « padding » ne donnent en réalité une moyenne fréquence exacte que pour 3 points de la gamme d'onde couverte[1]. Le nouveau système

1. Cette question du monoréglage des superhétérodynes fera l'objet d'une étude qui paraîtra prochainement dans *l'Onde Électrique*.

tout en supprimant le padding, permet de réaliser un monoréglage rigoureux — pour une moyenne fréquence déterminée (456 kc/s) et avec des bobinages fixés, bien entendu.

IV. — Les cadrans.

C'est un des accessoires pour lesquels on constate une amélioration mécanique notable. Les deux classes de cadrans circulaires et de cadrans à translation ont toujours leurs partisans, et paraissent

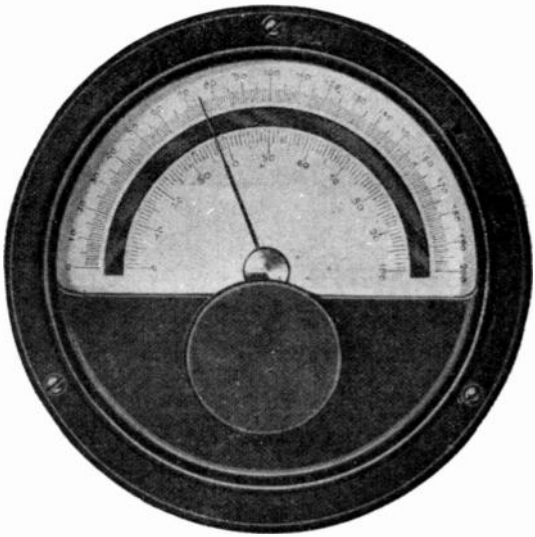


Fig. 1.

sensiblement à égalité, avec sans doute une prédominance de la seconde pour les postes de prix. Nous avons noté cette particularité dans les cadrans à translation de Gilson : l'emploi, au lieu du fil souple habituel, qui s'enroule sur les poulies de commande et qui fait se déplacer l'aiguille, d'un cordonnet constitué par une série de perles métalliques enfilées sur un fil, et qui assure une excellente régularité au mouvement.

Chez Arena, les cadrans à rotation détiennent sans doute le record de la douceur de mouvement. Les cadrans à translation utilisent, au lieu du cordonnet dont il a été question ci-dessus, une

bande métallique percée de trous carrés un peu analogues aux perforations d'un film cinématographique, et qui donne également de bons résultats. Le cadran est relié aux condensateurs par un dispositif de cardan simplement constitué par deux « spiders » de haut-parleur, découpés dans du laiton, et réunis par des colonnettes.

Enfin, Tavernier présentait, outre ses types normaux, deux modèles permettant de commander un ensemble de condensateurs jumelés dont l'axe est parallèle à la face avant du châssis, dispositif qui, dans certains montages, présente son intérêt. La com-

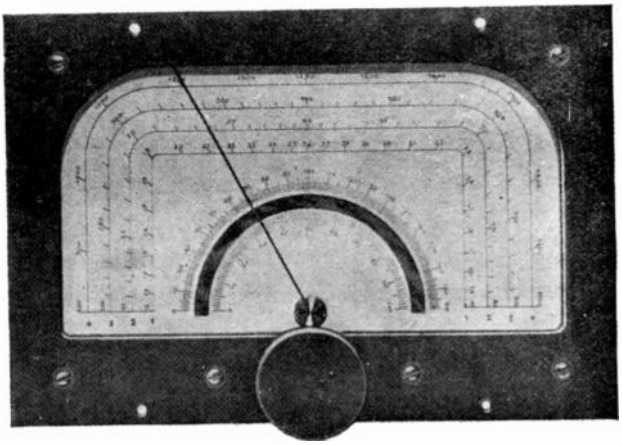


Fig. 2.

mande était très démultipliée, et grâce à un ensemble de galets de friction, possédait une grande douceur, sans aucun jeu. Certains des systèmes de commande de ce constructeur comportent, en outre, un volant massif placé sur l'axe du bouton, et permettant de passer d'une station à l'autre rapidement, en lançant ce volant dont la force vive assure ensuite la continuité du mouvement.

Il y a quelques années, on ne trouvait que des cadrans de commande gradués en degrés ou en grades. Ces derniers mois, au contraire, il était devenu à peu près impossible d'en acquérir, et tous les cadrans mis dans le commerce étaient directement étalonnés en noms de stations, ce qui n'est pas très favorable pour réaliser, par exemple, une hétérodyne de mesure ou un système d'affaiblissement variable. Nous féliciterons donc la maison Wire-

less qui présentait deux types de cadrans, l'un circulaire, l'autre de forme rectangulaire pour dispositif à lecture directe, et que l'on pouvait utiliser tous deux dans des appareils de mesure (figures 1 et 2).

V. — Les condensateurs ajustables.

Tout d'abord, l'une des petites merveilles du Salon : le jeu de deux condensateurs ajustables *à air* ACRM, montés sur un socle de stéatite H. F., réglables par tournevis et comportant même

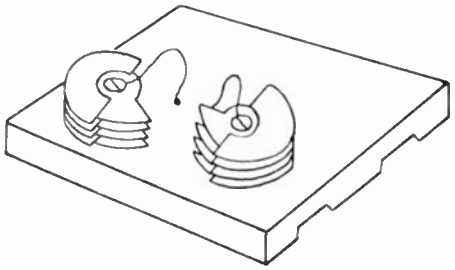


Fig. 3.

chacun un cordonnet souple de contact (fig. 3). La capacité maximum est de 50 µµf; le socle de stéatite peut d'ailleurs renfermer de petits condensateurs fixes, constitués par un mica métallisé, montés en parallèle sur les ajustables, pour l'accord de transformateurs MF, par exemple.

Alter, Duplay et Sor présentent des modèles de type classique, mais très étudiés au point de vue mécanique et électrique. Ces petits accessoires sont parmi ceux pour lesquels se remarque le plus l'effort pour bien faire qui a animé les constructeurs; trop négligés autrefois, on oubliait un peu que toute la stabilité du réglage d'un récepteur repose sur eux.

VI. — Les bobinages.

Que de « fers » pour haute fréquence! et quelle est leur valeur comparée? Il serait intéressant d'avoir des résultats comparatifs établis par un laboratoire impartial, dans des conditions analogues.

Nous avons noté Ferrocart et Sirufer, — les deux premiers venus,

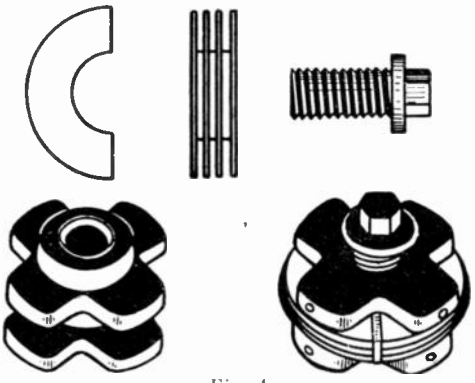


Fig. 4.

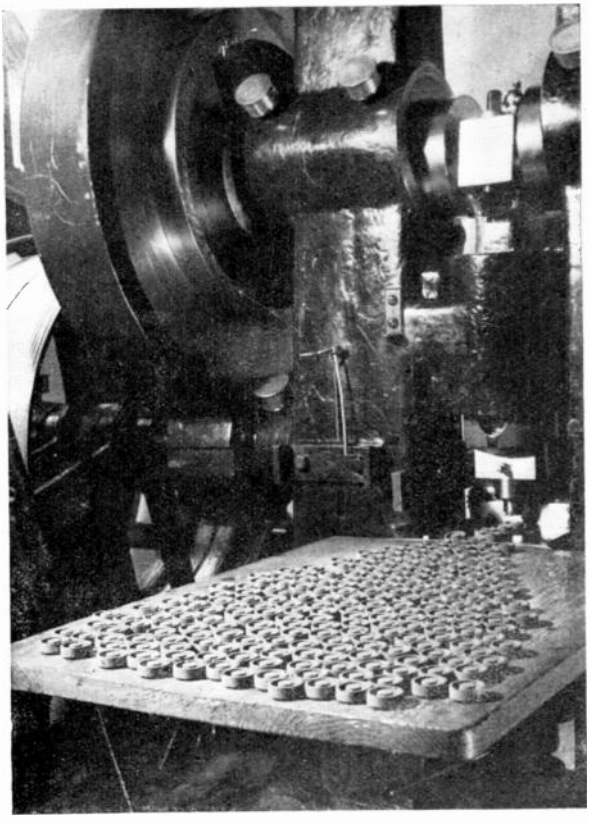


Fig. 5.

vieux déjà de plusieurs années, — Ferrolyte, utilisé dans les récep-

teurs Ducretet, Marconi, Pathé, etc... Draloperm, Ferisol, et beaucoup d'autres moins connus... On utilise en général, avec ces noyaux, des carcasses en trolitul, ou matières analogues. Une vis permet de modifier l'inductance et de réaliser un réglage précis.

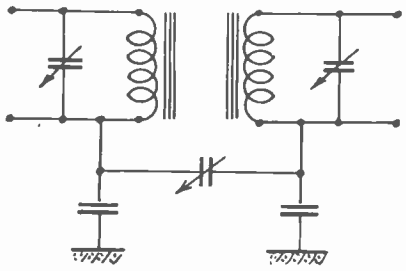


Fig. 6.

La figure 4 montre un noyau en Sirufer, avec la carcasse en trolitul fendue pour sa mise en place, et la vis de réglage. La figure 5 représente la préparation, à la presse, des noyaux Ferrolyte. Ce constructeur revendique une stabilité très grande de sa matière, malgré les variations de température. Après fabrication,

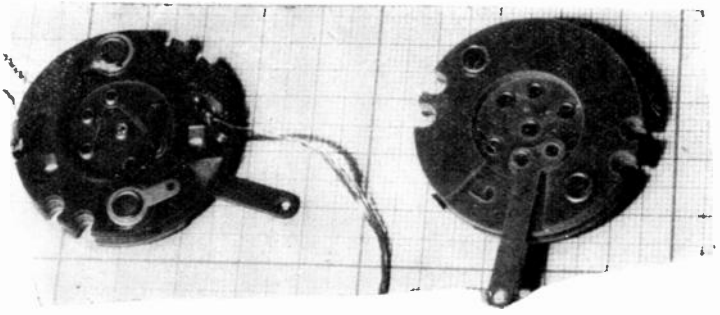


Fig. 7.

les noyaux en ferrolyte, une fois bobinés, sont traités de façon à former une seule pièce homogène.

La même maison présentait, pour ses transformateurs MF à sélectivité variable, un montage original, schématisé figure 6 : un premier petit condensateur variable réalise le couplage, deux autres condensateurs de compensation donnent aux deux circuits les fréquences de résonance désirables. Les trois condensateurs sont rassemblés dans un ensemble de plaquettes de bakélite que la

figure 7 représente, vues de dessus et vues de dessous. En agissant sur le levier terminé par un œillet on fait tourner l'une des plaquettes et les trois capacités varient simultanément, suivant les lois désirées.

Les bobinages à air qui restent d'ailleurs indispensables pour les ondes courtes n'étaient pas non plus négligés : de nombreuses

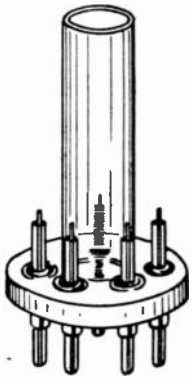


Fig. 8.

carcasses en trolitul, troliwith, rexol, etc... de forme cylindrique ou prismatique, avec ou sans rainures, permettaient de les réaliser aisément. La collection de ces carcasses était particulièrement complète chez Finet. Herbay présentait une petite carcasse de troliwith (fig. 8) que nous verrons utilisée ci-dessous dans un récepteur de télévision. Chez Duplay et Sor on trouvait enfin des supports de self montés sur stéatite.

VII. — Les contacteurs.

C'est un des éléments essentiels des postes dits « toutes ondes ». Il y a toujours les deux classes : contacteurs à lames flexibles, contacteurs rotatifs, mais ces derniers sont en grosse majorité.

Parmi les premiers nous avons noté les contacteurs de Duplay et Sor (fig. 9), à éléments interchangeables, permettant de réaliser soi-même la combinaison désirée. Les parties isolantes sont en fréquenta, type de stéatite pour haute fréquence de qualité excellente.

Parmi les contacteurs rotatifs, de très nombreux modèles clas-

siques, sur bakélite, étaient présentés par les maisons habituelles. Le système de commande des parties tournantes par une tige plate,

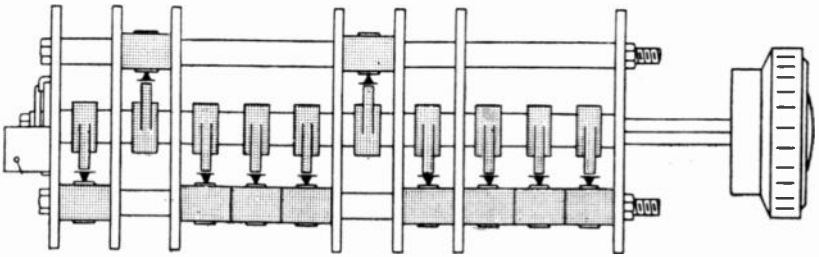


Fig. 9.

venu d'Amérique, se répand de plus en plus. Les contacteurs Algo (fig. 10) sont remarquables par leurs pièces en trolitul, et par

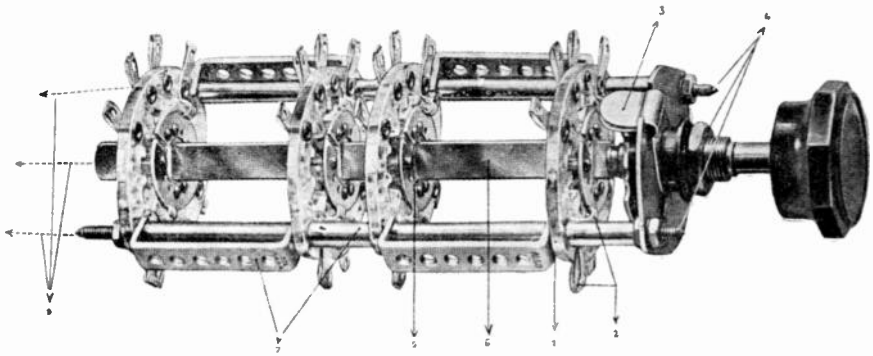


Fig. 10.

les barrettes percées de trous, permettant de nombreuses dispositions de montage, et pouvant aussi servir à fixer divers acces-

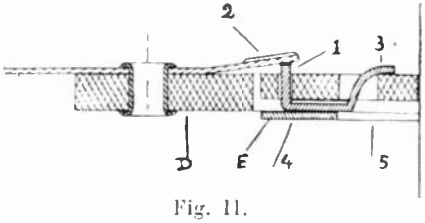


Fig. 11.

soires. Pourquoi les principes du Meccano ne trouveraient-ils pas en radioélectricité des applications lorsqu'ils peuvent venir en aide au constructeur?

Nous indiquerons également ici la réalisation des contacts dans

les appareils de la Manufacture d'Œillets Métalliques (fig. 11). La pièce 3 tourne, entraînant les lames 1 qui soulèvent le contact 2, et frottent d'autre part sur la couronne 4. Le métal employé est du « Vival » de propriétés élastiques particulièrement bonnes.

VII. — Les supports de lampes.

Ce sont, bien entendu, les supports « transcontinentaux » qui dominent. Outre les modèles normaux, voici encore à la Manu-

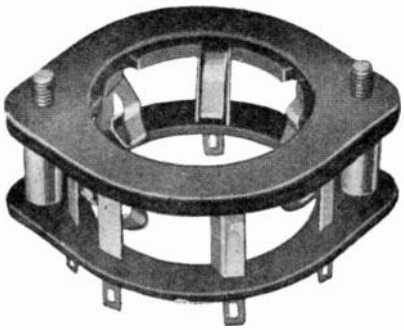


Fig. 12.

facture d'Œillets Métalliques un type très ajouré, pour ondes courtes (fig. 12). Herbay avait d'excellents modèles, entièrement

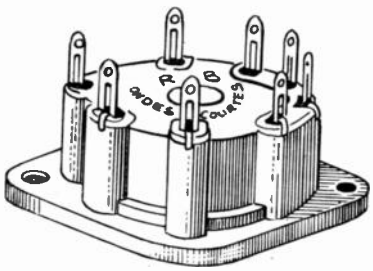


Fig. 13.

en troliwith moulé (fig. 13). Mais avec de tels accessoires, il serait alors désirable que le culot même de la lampe soit fait en la même matière.

VIII. — Potentiomètres et rhéostats.

La plupart des constructeurs ont enfin compris qu'il était indispensable de protéger de la poussière les contacts glissants de ces appareils, et presque tous les modèles sont en boîtier plus ou moins étanche.

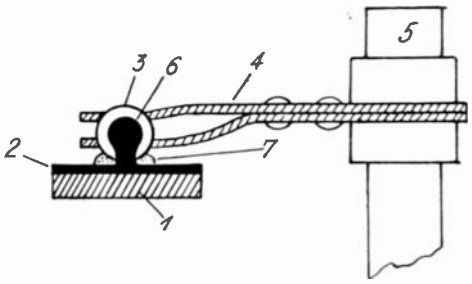


Fig. 14.

Duplay et Sor exposaient un type ingénieux, de construction allemande, utilisant un contact au mercure, évitant les crachements (fig. 14). Sur la plaquette isolante habituelle 1, recouverte de l'enduit graphitique 2, glisse une bille d'acier 3, entraînée par le bras 4 tournant autour de l'axe 5. Cette bille est creuse, percée à sa partie inférieure, et pleine de mercure, qui, seul, vient toucher

Fig. 15.

la couche résistante 2. Ce mercure a été introduit dans la bille après que le vide y a été fait, il remplit entièrement la cavité et ne peut s'écouler. Pour éviter que la bille d'acier vienne toucher la couche 2, une rondelle plastique spéciale 7 glisse avec elle et assure l'étanchéité de l'ensemble.

La même maison avait des potentiomètres pour télévision isolés pour 2.000 volts, et de tout petits potentiomètres (utilisés parfois

pour réaliser un « point milieu » sur le filament d'une lampe à chauffage direct, et dénommés alors « antironfleurs »), représentés en grandeur naturelle sur la figure 15 (marque Kabi-Gnom). D'autres constructeurs présentaient également de tels petits potentiomètres, dont l'emploi paraît se développer.

IX. — Condensateurs et résistances fixes.

Assez peu de nouveautés, peut être parce que — si l'on tient compte du prix auquel il faut produire ces petits accessoires — on est souvent bien près de la perfection. Dralowid, Karbowid..., de fabrication étrangère, Alter, de fabrication française emploient sans doute des procédés assez analogues. De cette dernière marque nous avons revu les minuscules condensateurs au mica, pris dans un bloc de bakélite pure, et qu'on ne peut guère dépasser, ni au point de vue électrique, ni au point de vue mécanique, ni au point de vue de la présentation...

X. — Les haut-parleurs.

C'est l'un des rares compartiments où nous n'avons rien vu de bien nouveau. Audax, Princeps, Vega, etc... présentent les modèles déjà exposés au Salon de septembre. On trouve en outre quelques haut-parleurs à cristal d'aspect différent de ceux déjà connus, et le pick-up utilisant les mêmes propriétés.

XI. — Les appareils de mesure.

Parmi les appareils de construction française, la Précision électrique, outre ses modèles professionnels bien connus, exposait une hétérodyne modulée, destinée à servir aux essais et réglages des récepteurs de radiodiffusion, et particulièrement bien comprise.

Da et Duthil, dont nous avons déjà signalé, à l'occasion du Salon de Septembre, la variété de construction, avaient en particulier des hétérodynes à dynatron, des lampemètres, capacimètres, et enfin les « dépanneurs » bien connus.

Finet présentait une hétérodyne modulée à 5 gammes, très pratique.

De nombreux représentants de constructeurs étrangers (Leland, Radio-Electrial-Measure, etc...) montraient tout un lot d'hétérodynes, de dépanneurs, d'oscillographes cathodiques, etc ..

Nous avons gardé pour la fin les appareils Captonde qui, utiles aux constructeurs, feront également le bonheur du bricoleur qui, sans pouvoir acquérir des boîtes de résistances de prix, ou

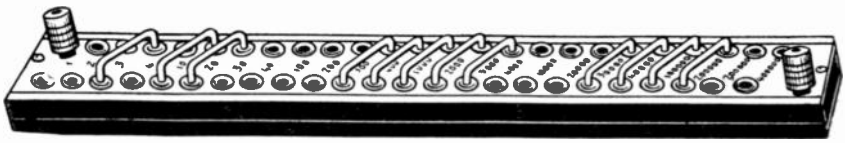


Fig. 16.

des ponts de Wheatstone, désire néanmoins faire des mesures : cette maison présentait, par exemple, la boîte de résistance simplifiée de la figure 16, où le socle renferme des séries de résistances (bobinées pour les valeurs faibles et moyennes, au graphite, pour les valeurs élevées) que l'on peut monter en série en enlevant les cavaliers correspondants. La même boîte peut réaliser des ponts divers, pour mesures de résistances, de capacités, etc... et son prix de vente est très abordable.

XII. — Les antiparasites.

Peu de choses nouvelles ici encore : SSM, Alter, etc... exposaient des modèles déjà connus.

XIII. — La télévision.

Deux maisons présentaient du matériel récepteur de télévision dont on peut prédire le succès, étant donné les circonstances :

SSM montrait dans son stand les organes pouvant être utilisés par tout amateur, suffisamment averti et assez bien outillé, pour se monter un récepteur « Visiodyne Baby », étudié par

M. Chauvierre[1]. Ces organes comprennent les circuits d'accord, sur 180 mètres pour le 60 lignes, sur 8 mètres pour le 180 lignes, avec des condensateurs variables en laiton montés sur Micalex, spécialement construits par Arena, et qui pourront en outre rendre de grands services aux amateurs d'ondes courtes, et trouver même place sur de petits postes émetteurs, étant donné l'écartement de leurs lames. La self sur 8 mètres est en fil argenté et utilise le support de la figure 8. Après un change-

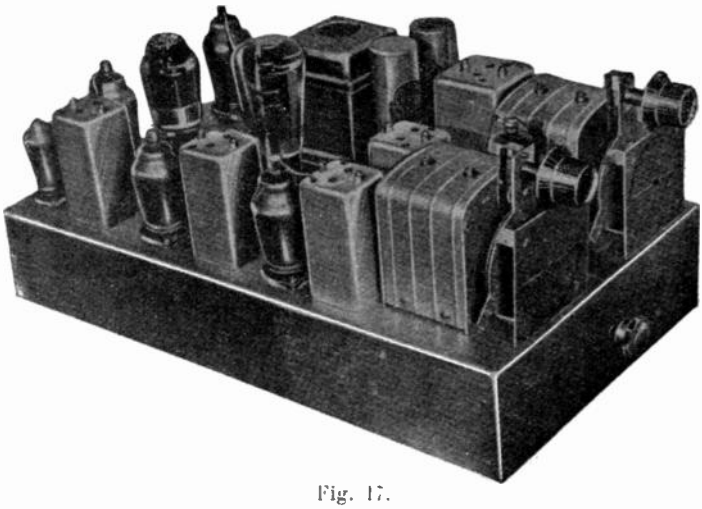


Fig. 17.

ment de fréquence, l'appareil comprend un amplificateur de fréquence intermédiaire, à large bande passante, centrée sur 4 mégacycles /s (longueur d'onde 75 m.). L'oscillographe utilisé est de petit modèle, mais son écran est grossi par une lentille de grand diamètre. Les pièces détachées comprennent encore le châssis spécial, les plaquettes de résistances et condensateurs pour la base de temps, les organes d'alimentation et de filtrage, etc... L'ensemble, sans les lampes ni l'oscillographe, mais avec la lentille, revient à quelque 1.200 francs.

D'autre part, Ferisol exposait un poste d'allure professionnelle, en châssis superposés, destinés à alimenter un oscillographe monté dans un meuble spécial. La figure 17 représente le châssis de la

1. Ce récepteur doit être présenté en fonctionnement à la séance du 22 avril de la Société des Radioélectriciens.

partie réceptrice proprement dite (changement de fréquence, 3 moyenne fréquence, 1 diode diphasée détectrice, 2 basse fréquence, 1 valve), et la figure 18 le châssis de la base de temps

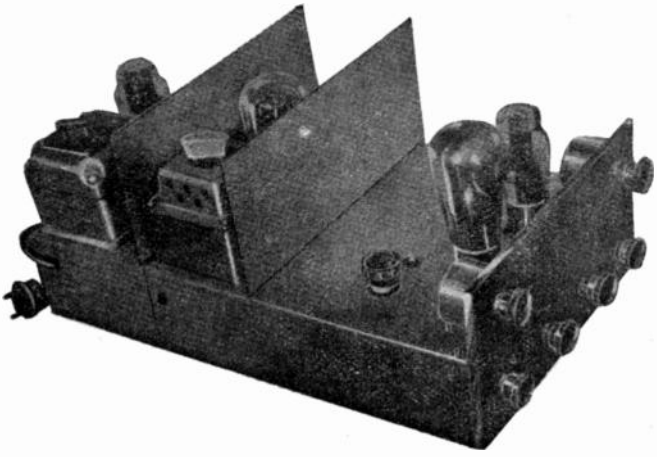


Fig. 18.

et de l'alimentation de l'oscillographe. La même Société peut d'ailleurs livrer des organes détachés (circuits d'accord, transformateurs MF ur 6 mégacycles /s., etc...).

XIV. — Divers.

Nous avons déjà signalé lors du Salon de septembre le stabilisateur Arci, dont un modèle très bien réalisé et d'allure tout à fait « mécanique de haute précision » pouvait s'adjoindre à un poste récepteur utilisant le montage correspondant.

Nous avons noté chez Alter des entrées d'antenne, traversées, supports de feeder, sur stéatite, qui raviront les amateurs d'émission.

Enfin deux constructeurs (Manufacture d'Œillets Métalliques, Établissements Daudé) exposaient de petites presses à river, poinçonner, poser des œillets, très utiles, étant donné les tendances actuelles dans la construction des postes, et dont les plus petits modèles au moins étaient de prix tout à fait abordable même pour l'amateur.

Et il ne nous restera, en terminant, qu'à souhaiter que, dans les mois à venir, les constructeurs de postes sachent utiliser cette floraison de pièces détachées, pour être à même de nous présenter, aux prochains Salons, des appareils de qualité dotés des derniers perfectionnements de la technique.

Un groupe de visiteurs.

DISTORSIONS ACCOMPAGNANT L'AMPLIFICATION HAUTE FRÉQUENCE ET LA CONVERSION DE FRÉQUENCE

par M. LAMBREY
Professeur à la Faculté des Sciences de Lille

SOMMAIRE

Après avoir résumé aussi simplement que possible la théorie des distorsions dans l'amplification HF, l'auteur donne une théorie élémentaire des distorsions accompagnant le changement de fréquence lorsque la tension d'hétérodyne est faible. Il examine ensuite si les résultats de Strutt, relatifs à ce dernier problème, dans le cas d'une tension d'hétérodyne élevée peuvent s'appliquer aux lampes de conversion à deux grilles de commande.
Introduction théorique à un prochain mémoire expérimental.

I

Distorsions dans l'amplification HF.

Dans les débuts de la technique radioélectrique, on a utilisé des tubes électroniques aussi simples que possible et, en particulier, en ce qui concerne les problèmes d'amplification, on s'est efforcé de situer le point de fonctionnement dans la région rectiligne des caractéristiques.

La nécessité d'un réglage, manuel ou automatique, de l'amplification entre des valeurs extrêmes très différentes, a imposé l'emploi de tubes à caractéristiques non rectilignes et cela a introduit, dans une opération relativement simple, diverses possibilités d'imperfections. Une étude attentive de la loi de variation de la pente des lampes en fonction de la polarisation grille a conduit à la construction de tubes à « pente variable » qui réduisent au minimum les risques de distorsion que nous allons passer en revue.

Chacun sait qu'étant donné un tube caractérisé par le coefficient d'amplification K et la résistance interne ρ, débitant sur l'impédance anodique Z, le pouvoir amplificateur de l'étage est $\frac{KZ}{\rho + Z}$ ce qui, lorsque Z est petit vis-à-vis de ρ, approximation justifiée pour les lampes à grille écran, se réduit à $\frac{K}{\rho} Z$. Le pouvoir amplificateur est donc directement proportionnel à la pente ou conductance mutuelle de la lampe.

Supposons $\frac{K}{\rho}$ constante. Lorsqu'une f. e. m. sinusoïdale est appliquée à la grille, le courant anodique moyen reste fixe. Il s'y superpose un courant, lui-même sinusoïdal et d'amplitude proportionnelle à celle de la tension grille. Si la sélectivité de l'impédance Z n'est pas exagérée, la modulation ne subit aucune altération au cours de l'amplification. Si enfin deux tensions HF modulées attaquent simultanément la grille, chacune d'elles est amplifiée comme si elle était seule. La modulation d'une HF déterminée concerne uniquement cette HF et, si la sélectivité de la suite des étages amplificateurs est suffisante, le poste sépare finalement la HF désirée avec sa modulation propre.

Supposons au contraire $\frac{K}{\rho}$ variable et considérons d'abord l'amplification d'une HF, N, non modulée. Les nouveaux phénomènes sont les suivants :

1° Variation du courant anodique moyen (c'est-à-dire une véritable détection).

2° Apparition d'harmoniques, de fréquence 2N, 3N,... de la HF à amplifier.

3° Non proportionnalité de la tension de fréquence N de sortie à la tension d'entrée, le pouvoir amplificateur croissant, en général, avec l'amplitude de la tension appliquée.

Les deux premiers phénomènes sont sans importance puisqu'ils n'influent pas sur la tension transmise à la grille de la lampe suivante (Z étant accordée sur N). Le troisième est à l'origine des distorsions qui accompagnent l'amplification d'une tension HF modulée sinusoïdalement. Ces distorsions sont les suivantes : 1° augmentation de la profondeur de modulation; 2° apparition

dans la modulation des harmoniques de la fréquence de celle-ci.

Enfin, si l'on suppose que deux f. é. m. de haute fréquence N_1 et N_2, non modulées attaquent simultanément la grille, on trouve que l'amplitude de la tension de fréquence N_1 de sortie dépend non seulement de l'amplitude de la tension appliquée de fréquence N_1 mais aussi de celle de la tension de fréquence N_2. C'est là l'origine de l'intermodulation, ou cross-talk. Supposons que N_1 soit non modulée, et que N_2 le soit. La tension amplifiée de fréquence N_1 sera modulée. Quelle que soit la sélectivité des étages suivants vis-à-vis de N_2, la modulation de N_2, affectant maintenant N_1 parviendra, à travers les étages accordés sur N_1 jusqu'à l'étage détecteur.

Notons tout de suite que l'effet détecteur et l'obtention de l'harmonique HF : 2N apparaissent en même temps qu'un terme du second degré dans l'équation des caractéristiques. Les autres effets nécessitent l'existence d'un terme du troisième degré ou plus généralement celle d'un terme de degré impair. L'emploi de deux lampes attaquées en push-pull permet par addition ou soustraction des effets anodiques d'éliminer à volonté les termes pairs ou les termes impairs, mais il ne peut être question de faire disparaître les termes impairs parmi lesquels se trouve celui du premier degré.

Voici maintenant, d'après Snow et Ballantine (1) et R. O. Carter (2) la théorie élémentaire des distorsions accompagnant l'amplification HF.

On suppose essentiellement des tubes à grande résistance interne devant lesquels l'impédance anodique est négligeable. A une tension de loi déterminée appliquée à la grille correspond un régime de courant plaque déterminé, indépendant de l'impédance de plaque et caractéristique du tube.

Pour la polarisation U de la grille, le courant anodique est I. A partir de là la variation de potentiel u sur la grille entraîne dans le circuit plaque la variation de courant i.

Nous les supposerons liés par :

$$i = au + bu^2 + cu^3 \qquad (I)$$

avec $a = \frac{di}{du}$ = pente $s = \frac{K}{\rho}$ de la lampe.

$$b = \frac{1}{2}\frac{d^2i}{du^2} \qquad c = \frac{1}{6}\frac{d^3i}{du^3}$$

Amplification d'une haute fréquence non modulée. — On applique à la grille la tension $u = U_1 \cos \Omega_1 t$.

Le courant plaque s'écrit, après groupement des termes et développement des $\cos^2$ et $\cos^3$:

$$i = \frac{bU_1^2}{2} + \left(aU_1 + \frac{3}{4}cU_1^3\right) \cos \Omega_1 t + \frac{bU_1^2}{2} \cos 2\Omega_1 t + \frac{cU_1^3}{4} \cos 3\Omega_1 t. \qquad (II)$$

Tous les termes de degré pair de la caractéristique donnent des harmoniques pairs parmi lesquels figurent les courants continus.

Tous les termes de degré impair de la caractéristique donnent des harmoniques impairs, parmi lesquels figure la fréquence fondamentale.

Le premier terme de (II) exprime une variation de courant moyen de plaque (c'est-à-dire une détection).

Les troisième et quatrième termes traduisent l'apparition des harmoniques 2 et 3 de la HF.

Ni les uns, ni les autres n'ont d'importance comme nous l'avons vu plus haut.

Notons cependant que :

1° le taux de l'harmonique 2 par rapport au fondamental est $T_2 = \frac{1}{2}\frac{b}{a} U_1$;

2° le taux de l'harmonique 3 par rapport au fondamental est $T_3 = \frac{1}{4}\frac{c}{a} U_1^2$.

Examinons maintenant le courant de pulsation Ω_1. Son amplitude $aU_1 \left(1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a} U_1^2\right)$ n'est pas proportionnelle à U_1. C'est là l'origine de la distorsion de modulation.

Posons $$\frac{3}{4}\frac{c}{a} = x. \qquad (III)$$

L'amplitude I_1 du courant plaque correspondant à la tension grille d'amplitude U_1 sera

$$I_1 = aU_1 (1 + xU_1^2). \qquad (IV)$$

Amplification d'une haute fréquence modulée. — Supposons que U varie suivant la loi $U_1 = E_1 (1 + M \cos \omega t)$ (modulation de pulsation ω, de profondeur M).

On a immédiatement, en portant dans (IV), l'expression du courant anodique :

$$aE_1 (1 + M \cos \omega t + xE_1^2 (1 + M \cos \omega t)^3).$$

Le terme en $\cos^2$ va nous donner un terme constant et un autre de pulsation 2ω. Le terme en $\cos^3$ va nous donner un terme de pulsation ω et un autre de pulsation 3ω.

Développons et groupons les termes. Il viendra une expression de la forme

$$a'E_1 (1 + M_1' \cos \omega t + M_2' \cos 2\omega t + \ldots).$$

Le calcul est facile et donne :
augmentation relative de la profondeur de modulation :

$$\boxed{\frac{M_1' - M}{M} = 2 x E_1^2 \left(1 - \frac{3}{8} M^2\right)} \qquad (V)$$

taux du second harmonique par rapport au premier :

$$\boxed{\frac{M_2'}{M_1'} = \frac{3}{8} x E_1^2 M} \qquad (VI)$$

Amplification de deux hautes fréquences. — Nous supposons maintenant, appliquées à la grille, deux f. e. m. $U_1 \cos \Omega_1 t$, $U_2 \cos \Omega_2 t$. La fréquence N_1 sera considérée comme désirée et la fréquence N_2 comme perturbatrice.

Il est bien entendu *que N_2 n'est pas dans la bande des fréquences qu'amplifie le poste,* mais que cependant $U_2 \cos \Omega_2 t$ atteint par exemple la grille de la première lampe.

Le courant plaque, calculé d'après (I) contient :

1° tous les termes correspondant aux fréquences N_1 et N_2 considérées seules. Nous les avons déjà passés en revue;

2° des termes de combinaison, les uns dérivant de bu^2, les autres de cu^3.

Considérons d'abord les termes dérivant de bu^2.

Il s'agit de $2bU_1U_2 \cos \Omega_1 t \cos \Omega_2 t$. Cela se sépare en deux termes de fréquence respective $N_1 + N_2$ et $N_1 - N_2$. Ces fréquences ne sont pas dans la bande passante du poste. Elles sont donc sans importance sauf dans les cas suivants :

a) N_2 est une basse fréquence. Alors $N_1 + N_2$ et $N_1 - N_2$ diffèrent peu de N_1 et sont amplifiées en même temps qu'elle. Autrement dit la haute fréquence N_1 est modulée par N_2. C'est la modulation classique par addition d'une tension HF et d'une tension BF sur une même grille.

Dans un poste récepteur, *c'est la possibilité d'une modulation de ronflement*, modulation de l'onde porteuse qu'on veut recevoir par le secteur et ses harmoniques.

b) $N_2 - N_1$ est voisin de N_1 c'est-à-dire N_2 voisin de $2 N_1$.

Soit $N_2 = 2 N_1 \pm n$. La fréquence $N_2 - N_1 = N_1 \pm n$ sera amplifiée en même temps que N_1 et nous aurons, après détection, un sifflement de fréquence n, indépendante du réglage du récepteur autour de N_1.

Laissons de côté ces cas particuliers et, avec eux, le terme en bu^2.

Le terme en cu^3 donne $3cU_1U_2^2 \cos \Omega_1 t \cos^2 \Omega_2 t$ et son analogue obtenu par permutation des indices 1 et 2. Ceci nous introduit des courants de fréquence N_1, $N_1 + 2N_2$, $N_1 - 2N_2$, N_2, $N_2 + 2N_1$, $N_2 - 2N_1$. Sauf dans des cas particuliers, dont on établira facilement la liste, le premier seul nous intéresse puisque, seul il peut, à travers la suite des étages, agir sur la détectrice. Son amplitude est $\frac{3}{2} c U_1U_2^2$ et l'*amplitude résultante du courant de fréquence N_1 est* :

$$\boxed{I_1 = aU_1 (1 + x U_1^2 + 2 x U_2^2)} \qquad \text{(VII)}$$

Elle dépend de celle de la tension $U_2 \cos \Omega_2 t$.

Supposons alors que U_1 ne soit pas modulée et que U_2 le soit, suivant la loi $U_2 = E_2 (1 + y \cos \omega t)$.

Le courant anodique, de fréquence N_1 sera modulé avec la profondeur de modulation y' telle que :

$$\frac{\mu'}{\mu} \neq 4 \, x \, E_2^2 \qquad \text{(VIII)}$$

Toutes les distorsions peuvent donc s'exprimer en fonction du seul facteur x, *défini par l'équation* (*III*). Ce facteur est en relation simple avec le taux du troisième harmonique par rapport au fondamental, dans l'amplification d'une tension sinusoïdale pure On a en effet :

$$T_3 \neq \frac{x}{3} U_1^2 \qquad \text{(IX)}$$

La mesure de T_3 permettra donc de se faire une idée des distorsions accompagnant l'amplification d'une haute fréquence modulée sans avoir recours à des mesures de taux de modulation.

II

Distorsions accompagnant la conversion de fréquence. Théorie élémentaire (tension d'hétérodyne faible).

Nous allons maintenant examiner ce que deviennent les formules précédentes dans le cas de la conversion de fréquence.

Les lampes actuelles, où chaque électrode ne joue qu'un seul rôle, où les interactions sont réduites et la résistance interne grande, se prêtent beaucoup mieux aux investigations théoriques que l'ancienne bigrille pour laquelle il n'était pas possible de lier les caractéristiques de conversion aux caractéristiques statiques (3).

Nous considèrerons d'abord un point de vue élémentaire auquel nous ne nous attarderons pas, son intérêt pratique étant limité. Nous indiquerons ensuite les résultats de Strutt (4) et les modifications à y apporter en tenant compte de divers facteurs.

Pour commencer considérons un tube à grande résistance interne, avec deux grilles de commande, de potentiels respectifs u et u'.

La première recevra la tension d'hétérodyne $u_0 = U_0 \cos \Omega_0 t$, supposée sinusoïdale. La seconde recevra les tensions $u_1 = U_1 \cos \Omega_1 t$

et $u_2 = U_2 \cos \Omega_2 t$, celle d'indice 2 étant considérée comme perturbatrice.

La caractéristique du tube s'écrira :

$$i = f(u) + g(u') + 2buu' + 3cu^2u' + 3c'uu'^2 + 4du^3u' + \\ + 4d'uu'^3 + 6\varepsilon u^2u'^2 + \ldots \qquad (X)$$

Dans le courant plaque, *seule nous intéresse la composante de pulsation* $(\Omega_0 - \Omega_1)$ sur laquelle toute la suite du poste est accordée.

La fréquence correspondante, et ses harmoniques, ne peuvent résulter que des termes de combinaison explicités dans (X).

Dans le cas d'un tube à une seule grille de commande on ferait

$$c = c' \qquad d = d' = \varepsilon. \qquad (XI)$$

Supposons d'abord l'absence de tension perturbatrice.

Le terme $2buu'$ nous donne le courant principal de battement : $bU_1U_0 \cos (\Omega_0 - \Omega_1)t$.

Le terme $3cu^2u'$ nous donne les fréquences N_1, $N_1 \pm 2N_0$.

Le terme $3c'uu'^2$ nous donne de même N_0, $N_0 \pm 2N_1$.

Aucune de ces fréquences ne nous intéresse.

Les termes $4du^3u'$ et $4d'uu'^3$ introduisent, en dehors de courants sans intérêt, des courants de pulsation $(\Omega_0 - \Omega_1)$ et d'amplitudes respectives $4dU_0^3U_1\left(\frac{3}{4}\right)\left(\frac{1}{2}\right) = \frac{3}{2}dU_0^3U_1$ et $\frac{3}{2}d'U_0U_1^3$. Il ne peut être question de négliger le premier car il faudrait aussi négliger l'autre.

Le terme $6\varepsilon u^2u'^2$ donne une composante en $2(\Omega_0 - \Omega_1)$ et d'amplitude $6\varepsilon U_1^2U_0^2\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2}\right) = \frac{3}{4}\varepsilon U_1^2U_0^2$.

Si maintenant $U_2 \cos \Omega_2 t$ coexiste avec $U_1 \cos U_1 t$, on trouve en dehors de composantes sans intérêt pour ce qui nous concerne aujourd'hui, sauf dans quelques cas particuliers, un courant de pulsation $\Omega_0 - \Omega_1$, et d'amplitude

$$12d'U_2^2U_1U_0\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2}\right) = 3d'U_1U_0U_2^2.$$

En définitive l'amplitude du courant de battement est :

$$I_B = bU_1U_0\left(1 + \frac{3}{2}\frac{d}{b}U_0^2 + \frac{3}{2}\frac{d'}{b}U_1^2 + 3\frac{d'}{b}U_2^2\right) \qquad (XII)$$

Il s'ensuit que si l'on pose

$$x = \frac{3d'}{2b + 3dU_0^2} \qquad \text{(XIII)}$$

les formules de distorsion (V), (VI), (VIII) *sont valables.*

Il n'en est pas de même de la relation (IX) qu'on peut remplacer par la suivante, présentant le même degré d'utilité :

$$\boxed{T_2 = \frac{\hat{s}}{2d} U_1 U_0 x} \qquad \text{(XIV)}$$

Examinons un instant ce qu'on peut établir dans le cas d'une tension d'hétérodyne non sinusoïdale.

Soit $u = H_1 \cos \Omega_0 t + H_2 \cos 2\Omega_0 t + \ldots\ldots$

On trouve alors, en limitant le développement aux termes du quatrième degré :

Amplitude du terme fondamental de battement :

$$U_1 \Big\{ bH_1 + \frac{3}{2} dH_1^3 + \frac{3}{2} c(H_1H_2 + H_2H_3 + \ldots) + 3d(H_1H_2^2 + H_1H_3^2 + \ldots + \frac{H_2^2H_3 + H_3^2H_5 + \cdots}{2} + H_4H_2H_1 + H_1H_3H_5 + \ldots + H_2H_3H_4 + \ldots) \Big\}$$

$$+ \frac{3}{2} d'H_1U_1^3$$

$$+ 3d'H_1U_1U_2^2$$

amplitude du terme en $2(\Omega_0 - \Omega_1)$:

$$\frac{3}{2} \hat{s} U_1^2 H_1^2 + \frac{3}{2} c' U_1^2 H_2 + \frac{3}{2} \hat{s} U_1^2 (H_1H_3 + H_2H_4 + \ldots)$$

Il suffit d'en retenir qu'un seul coefficient x suffit à caractériser le tube pour la polarisation donnée et un fonctionnement d'hétérodyne déterminé vis-à-vis des trois effets : augmentation du taux de modulation, distorsion de modulation, intermodulation.

Sa relation avec T_2 est plus compliquée que (XIV) et pratiquement inutilisable.

Heureusement il n'est pas bien différent de la réalité, toujours en ce qui nous concerne aujourd'hui, de considérer la tension d'hétérodyne comme sinusoïdale car la tension grille est prise aux

bornes d'un circuit accordé sur N_0 et la polarisation automatique de grille réduit à peu de chose le débit grille en durée et en intensité.

Ce qui peut introduire un défaut de validité de la théorie élémentaire qui précède, *c'est la valeur toujours très grande de la tension d'hétérodyne,* telle qu'il n'est pas possible dans les montages les plus généralement réalisés en pratique d'assimiler la caractéristique à une simple cubique.

Pour représenter une caractéristique mutuelle sur toute son étendue on peut avoir recours à une formule du type proposé par Strutt (4)

$$I = \Sigma A_n e^{a_n U}, \qquad (XV)$$

deux termes suffisant en général.

On aura le droit d'adopter un développement en série si $a_n u$ est petit vis-à-vis de 1. Prenons, pour fixer les idées, une lampe dans laquelle le courant plaque passe de 2.000 µA à 1 µA lorsque la polarisation U passe de 0 à — 20 volts. On aura $a_n = 0{,}38$ en $\frac{1}{\text{volt}}$ et le développement ne sera possible que si u est bien inférieur à $\frac{1}{0{,}38}$ c'est-à-dire à 2,5 volts.

Ce n'est que dans des changements de fréquence avec hétérodyne séparée et faible tension oscillatrice locale qu'on pourra considérer la théorie précédente comme valable.

III

Tubes de conversion à une grille de commande. Théorie de Strutt.

Cet auteur considère un tube à grande résistance interne, à une seule grille de commande, de caractéristique représentée par (XV). Il développe en fonctions de Bessel l'expression du courant plaque et parvient à traiter complètement les deux cas extrêmes où $a_n U_0$ est petit et où $a_n U_0$ est grand vis-à-vis de 1. La tension du signal U_1 est toujours supposée petite.

A. La tension de l'hétérodyne est petite. — Les formules de Strutt se transforment facilement en celles que nous avons établi très simplement plus haut (XIII) et (XIV), (V), (VI), (VIII).

B. La tension d'hétérodyne est grande. — Les résultats sont très différents.

Voici d'abord une relation intéressante entre la pente d'amplification et la pente de conversion de la lampe qui oscille.

Soit I_1 l'amplitude du courant plaque de fréquence N_1 quelconque. Soit I_B l'amplitude du courant de battement (de fréquence $N_0 - N_1$). *La pente d'amplification* $S_1 = \frac{I_1}{U_1}$ *est indépendante de la fréquence. Elle égale la pente de conversion* $S' = \frac{I_B}{U_1}$. Leur expression commune est :

$$S_1 = S = \sum \frac{a_n}{\sqrt{2\pi a_n U_0}} A_n e^{a_n (P + U_0)} \qquad (XVI)$$

P étant la tension de polarisation de la grille.

Dans le cas d'une polarisation automatique par courant grille $P + U_0$ est en général fixe et voisin de zéro. On observe alors que S décroît quand U_0 augmente, ce qui est en accord avec l'expérience qui manifeste une valeur optimum de la tension d'hétérodyne.

Les diverses distorsions s'expriment par des formules identiques à (V), (VI) et (VIII) au moyen d'un seul coefficient x donné par l'équation.

$$x = \frac{1}{8} \frac{\sum \frac{a_n^3}{\sqrt{a_n}} A_n e^{a_n (P + U_0)}}{\sum \frac{a_n}{\sqrt{a_n}} A_n e^{a_n (P + U_0)}} \qquad (XVII)$$

et la relation (IX) est, elle aussi, valable entre le coefficient x et le taux T_3 de l'harmonique $3(\Omega_0 - \Omega_1)$ du battement vis-à-vis du terme fondamental.

IV

Tubes de conversion à deux grilles de commande.

Examinons maintenant comment sont modifiés les calculs de Strutt pour les tubes de conversion à deux grilles de commande.

Pour ces tubes, Strutt suggère que les caractéristiques sont de la forme

$$I = \Sigma\, C_n e^{a_n U + b_n U'} \qquad \text{(XVIII)}$$

S'il en est ainsi, il y a peu de modifications à apporter aux formules précédentes. Supposons que U soit le potentiel de la grille oscillatrice dont la polarisation est P, que U′ soit le potentiel de la grille de signal, dont la polarisation est P′. Dans le cas où $a_n U_0$ est $\gg 1$ il vient :

$$S_1 = S_B = \Sigma\, \frac{b_n}{\sqrt{2\pi a_n U_0}}\, C_n e^{a_n (P + U_0) + {}_n P}$$

$$x = \frac{1}{8}\, \frac{\Sigma\, \frac{b_n^3}{\sqrt{a_n}}\, C_n e^{a_n (P + U_0) + b_n P}}{\Sigma\, \frac{b_n}{\sqrt{a_n}}\, C_n e^{a_n (P + U_0) + b_n P}}.$$

La relation entre x et T_3 reste valable.

En réalité, au cours d'un travail expérimental, entrepris pour acquérir des données numériques sur les lampes de conversion à grilles de commande, nous avons rencontré pour les lampes 2A7, Tungsram MO 465, *des caractéristiques ne pouvant se représenter par l'équation* (XVIII).

Supposons tout d'abord la tension U′ fixe et égale à P′. On peut représenter le courant plaque en fonction de la tension U de la grille oscillatrice par la formule

$$I = \Sigma\, A_n e^{a_n U}$$

mais, lorsque, à partir de P′, la tension U′ subit une petite variation u', A et a varient tous deux, de sorte que l'on doit écrire, pour les valeurs de U′ voisines de P′

$$I = \Sigma\, C_n e^{a_n U + \beta_n u' + \gamma_n U u'}. \qquad \text{(XIX)}$$

Voyons les conséquences d'une telle formule, en supposant toujours $a_n U_0$ grand vis-à-vis de 1, tandis que $\beta_n u'$, $\gamma_n U u'$, sont au contraire petits vis-à-vis de l'unité.

Les tensions appliquées aux grilles sont respectivement : $U = P + U_0 \sin \Omega_0 t$ et $U' = P' + u'$; avec $u' = U_1 \sin \Omega_1 t$. Le courant anodique est donc :

$$I = \Sigma\, C_n e^{a_n P + a_n U_0 \sin \Omega_0 t + (\beta_n + \gamma_n P) U_1 \sin \Omega_1 t + \gamma_n U_1 U_0 \sin \Omega_1 t \sin \Omega_0 t}.$$

Le développement en fonctions de Bessel donne les résultats suivants :

1° *Relation entre la pente d'amplification et la pente de conversion.* — En se limitant aux termes en U_1, l'amplitude du courant anodique de fréquence N_1 est :

$$I_1 = S_1 U_1 = U_1 \sum \frac{\beta_n + \gamma_n P + \gamma_n U_0}{\sqrt{2\pi a_n U_0}} C_n e^{a_n (P + U_0)} \quad \text{(XXI)}$$

tandis que celle du courant de battement, de fréquence $N_0 - N_1$ est :

$$I_B = S U_1 = U_1 \sum \frac{\beta_n + \gamma_n P}{\sqrt{2\pi a_n U_0}} C_n e^{a_n (P + U_0)} \quad \text{(XX)}$$

La relation $S_1 = S$, exprimant l'égalité entre la pente de conversion et la pente d'amplification de la lampe qui oscille *n'est donc pas valable,* à moins que les $\gamma_n U_0$ soient négligeables près des $B_n + \gamma_n P$ ce qui n'est pas, en général.

2° *Distorsions de modulation.* — Il nous faut maintenant évaluer les termes en U_1^3, du courant de battement. Sans être difficile, le calcul est assez fastidieux. On trouve douze termes de ce type dont la somme algébrique se réduit à :

$$\sigma U_1^3 = U_1^3 \sum \frac{2 (\beta_n + \gamma_n P)^3 + 3 (\beta_n + \gamma_n P) \gamma_n^2 U_0^2}{16 \sqrt{2\pi a_n U_0}} C_n e^{a_n (P + U_0)} \quad \text{(XXII)}$$

Le coefficient $x = \frac{\sigma}{S}$ *permet le calcul des distorsions de modulation au moyen des formules* (V) *et* (VI).

3° *Intermodulation.* — Il nous faut supposer sur la grille de potentiel U', les deux tensions H F, $U_1 \sin \Omega_1 t$ et $U_2 \sin \Omega_2 t$; la

seconde étant considérée comme perturbatrice, et rechercher dans le courant de battement, les termes en $U_1 U_2^2$.

Le facteur supplémentaire dans l'expression de I étant :

$$\exp\left[(\beta_n + \gamma_n P)\, U_2 \sin \Omega_2 t + \gamma_n U_0 U_2 \sin \Omega_2 t \sin \Omega_0 t\right]$$

les termes battement en $U_1 U_2^2$ ne peuvent provenir que des termes en U_1 existant avant l'apparition de U_2 et de fréquences respectives $N_0 - N_1$, N_1 et $2N_0 - N_1$. On trouve alors comme terme en $U_1 U_2^2$:

$$2\sigma U_1 U_2^2 \qquad \sigma \text{ ayant la même valeur qu'au } 2^o.$$

Le coefficient x déjà défini au 2° permet donc le calcul de l'intermodulation d'après la formule (VIII).

Cette fois encore, un même coefficient permet le calcul, d'une part des distorsions de modulation, et d'autre part de l'intermodulation.

4° Enfin l'amplitude de la composante de courant anodique de fréquence 3 $(N_0 - N_1)$ est :

$$U_1^3 \sum \frac{(\beta_n + \gamma_n P)^3}{24\sqrt{2\pi a_n U_0}} C_n e^{a_n (P + U_0)}. \qquad \text{(XXIII)}$$

La relation (IX entre le coefficient x et le taux T_3 de l'harmonique 3 $(\Omega_0 - \Omega_1)$ du battement vis-à-vis du fondamental n'est donc pas valable.

Les diverses relations établies se prêtent assez facilement aux vérifications expérimentales.

Il y a lieu de noter que toutes les théories qui précèdent deviennent insuffisantes lorsqu'il s'agit de la réception de signaux forts, cas important en pratique puisque c'est pour une telle réception qu'on a besoin d'adopter les très faibles amplifications correspondant aux polarisations très négatives.

Un prochain mémoire, qui paraîtra sous la signature de M. Krauthamer, sera consacré aux résultats d'un travail expérimental sur la même question.

M. LAMBREY.

---

1. Snow et Ballantine, Proc. Inst. Rad. Eng., 18 (1930), p. 2102.
2. R. O. Carter, Wir. Eng. and Exp. Wir. (IX) (1932), p. 429.
3. Rocard, C. R. 198 (1934), p. 554.
4. Strutt, Hochfreq. Techn. El. Ek., 43 (1934), p. 15.

NOTE SUR LE SENS ET LA FORME DU SIGNAL DE SYNCHRONISATION EN TÉLÉVISION

par R. BARTHÉLEMY
Ing. E. S. E.

On nous a souvent demandé pourquoi nous n'avions pas adopté, dans nos émetteurs de télévision, le système de synchronisation utilisé à l'étranger. Sous cette désignation, il convient d'entendre principalement l'Allemagne et l'Amérique, car on sait que Londres, dans le domaine de la télévision, a souvent reçu l'impulsion de Sociétés associées dans les deux pays précités.

Il est probable que les conclusions différentes auxquelles nous sommes arrivés proviennent du fait que nous avons considéré *avant tout la simplicité du récepteur*, tandis que nos confrères se sont plutôt préoccupés de la commodité d'établissement de l'émetteur.

Notre point de vue semble d'ailleurs recevoir maintenant l'approbation américaine, car on signale que, dans de récents essais, la R. C. A. aurait adopté l'envoi des images hertziennes en « négatif », c'est-à-dire que les parties sombres correspondent à l'intensité d'antenne la plus élevée.

Une première condition, que nous avons établie dès le début, en 1929, consiste à créer un signal de synchronisation dont le sens est celui des « noirs » de l'image. En observant la moyenne des scènes à transmettre, on peut remarquer, dans un amplificateur bien établi pour toute la bande utile, que les impulsions dues aux surfaces blanches ou brillantes peuvent prendre des amplitudes considérables, mais que, *si les termes basse fréquence sont bien transmis*, les amplitudes inverses, dues aux parties sombres, ne présentent pas de lancés notables, même dans le cas où la teinte moyenne n'est pas transposée.

Il serait évidemment possible, avec une scène spéciale, de produire

des « lancés » vers les noirs, mais ce cas n'existe pratiquement pas; en somme, la courbe de la modulation en fonction du temps a, en général, l'allure représentée figure 1 où, dans le cas ordinaire de couplages capacitaires, la somme des parties positives et des

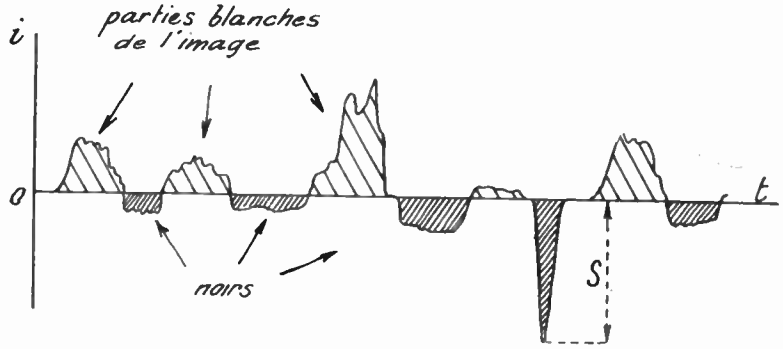


Fig. 1. — Forme du courant basse fréquence.

parties négatives est nulle sur un intervalle d'analyse d'une image.

Il paraît évident que si l'on entremêle des signaux de synchronisme à ceux de la modulation, on diminuera notablement les chances de brouillage et on facilitera la sélection ultérieure en plaçant les amplitudes S des « tops » dans la région la plus uni-

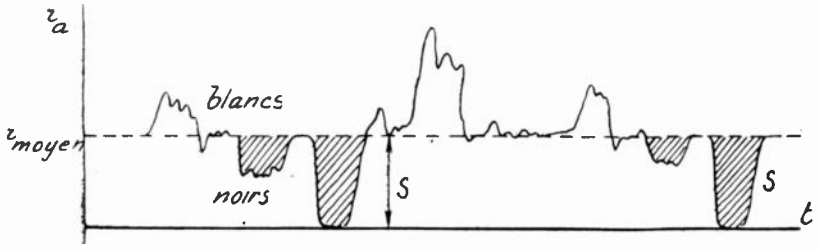


Fig. 2. — Forme du courant H. F. des émissions anglaises ou allemandes.

forme, c'est-à-dire dans le sens des parties sombres d'image.

L'expérience confirme cette hypothèse, et c'est là une disposition adoptée partout.

Dans la plupart des émissions, le signal de synchronisation de ligne est obtenu par la modulation à *100* % de l'onde porteuse, c'est-à-dire par l'*annulation* du courant dans l'antenne. Théoriquement, ce signal est rectangulaire et dure les 5/100 de la durée de la ligne.

En réalité, il est assez arrondi et est tangent à l'axe des t.

D'après ce que nous connaissons de l'organe essentiel de la synchronisation, le thyratron, dans le récepteur, on aura de sérieuses difficultés pour obtenir un déclenchement *précis* (ce qui explique peut-être le peu d'usage qu'on en fait à l'étranger et son remplacement par un groupe de 3 ou 4 lampes).

Afin de conserver toute la précision convenable, nous avons créé

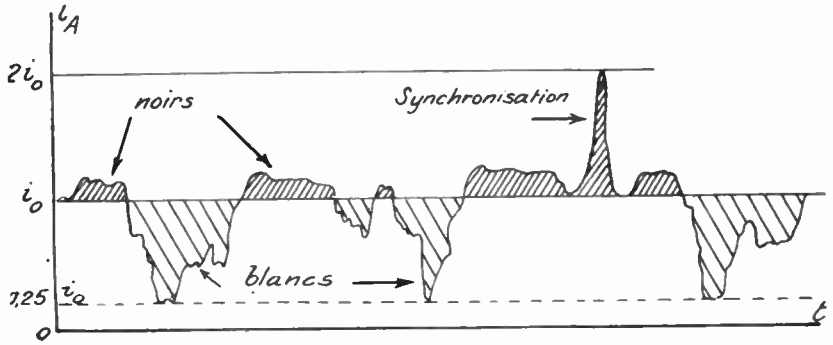


Fig. 3. — Forme du courant H. F. dans les émissions françaises.

un signal de synchronisation très court (1/100 de la ligne) et *pointu*, et, afin que cette pointe soit parfaitement transmise, avec l'énergie maxima, nous avons choisi le sens de *l'augmentation* du courant d'antenne pour traduire le « top »; ceci implique que les « blancs » diminueront l'intensité H. F. tandis que les « noirs », avec les signaux synchronisants, l'augmenteront.

La figure 3 montre l'allure du courant d'antenne (i_a est le courant porteur en l'absence de modulation).

Nous avons trouvé à cette méthode les avantages suivants :

1° Du côté réception.

a) *La sécurité de réception* des signaux de synchronisation est supérieure à celle des signaux d'image, car au moment de l'envoi du « top » l'énergie est à peu près quadruplée dans l'antenne. En général, l'image, à la réception, est synchronisée avant d'être visible, ce qui serait impossible avec le système étranger.

b) *La séparation du signal de synchronisation* du reste de la

modulation est extrêmement aisée : elle s'obtient par une simple polarisation du thyratron.

c) *La précision du déclenchement* du thyratron est, *au moins,* celle de la durée de la pointe de tension. Or, celle-ci est de l'ordre du point d'image. Le thyratron est donc commandé à peu près rigidement, et son degré de liberté ne peut influer sur la qualité d'image.

d) *La protection contre les parasites* et les scintillements qu'ils peuvent produire sur la déviation de ligne est très augmentée, tant par le *niveau* élevé de l'énergie du « top » que par sa *courte durée.*

Si l'on ajoute à ces avantages celui donné par le signal de cadence d'image obtenu par suppression d'un signal de ligne, on conçoit que l'on parvienne avec :

quatre lampes et deux thyratrons (1 octode + 1MF + 2 BF),

à constituer un récepteur complet de radio-vision et nous estimons que cette grande simplicité est la base essentielle du développement de la télévision.

Un autre avantage du sens choisi est le suivant : *à la sortie du détecteur,* on peut moduler directement la grille de commande du tube cathodique et on obtient une image *positive ;* il est ainsi possible d'appliquer à cette grille la composante *continue* qui créera, dans l'avenir, la « teinte de fond », et ceci, sans aucun dispositif additionnel.

2° Côté émission.

A priori, on peut objecter que les lampes émettrices sont mal utilisées, car il semble qu'elles doivent être prévues pour une puissance maxima qui est celle des signaux de synchronisation alors que la modulation normale ne les utilise qu'au 1/4 de leur capacité. En réalité, cette objection ne tient qu'au point de vue des valeurs d'isolement et de la longueur des parties droites des caractéristiques, car, au point de vue énergétique, il faut tenir compte de la *durée* de la pointe de puissance. Or, cette durée est de 1 à 2 % du temps total, c'est-à-dire que, si l'on admet une surintensité double, la puissance *moyenne* et, par conséquent, *l'échauffement,* n'est augmenté que de cinq pour cent environ.

Il n'est donc pas utile de prévoir des lampes de puissance quadruple et leur utilisation spécifique reste normale; il suffit de choisir les lampes et surtout leurs tensions d'alimentation pour que la réponse reste correcte pour les grandes amplitudes du signal synchronisant.

En résumé, le sens et la forme des signaux que nous avons adoptés offrent des avantages indiscutables, vérifiés par l'expérience, en ce qui concerne les récepteurs et n'apportent pas de difficulté supplémentaire notable dans l'émission. Le seul reproche qu'on pourrait nous faire, c'est qu'un récepteur importé de Berlin ou de Londres ne peut, sans modification, fonctionner à Paris, mais est-ce que les constructeurs français s'en plaindront...?

R. Barthélémy.

DÉVIATIONS RADIOGONIOMÉTRIQUES A BORD D'AVION[1]

(suite et fin)

par E. FROMY
Docteur ès sciences.

VI. — VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES

Les vérifications expérimentales sont assez délicates étant données les nombreuses causes d'erreurs accidentelles qui accompagnent les mesures radiogoniométriques. Toutefois, l'expérience journalière permet de dégager un certain nombre d'observations en bon accord avec les conclusions précédentes.

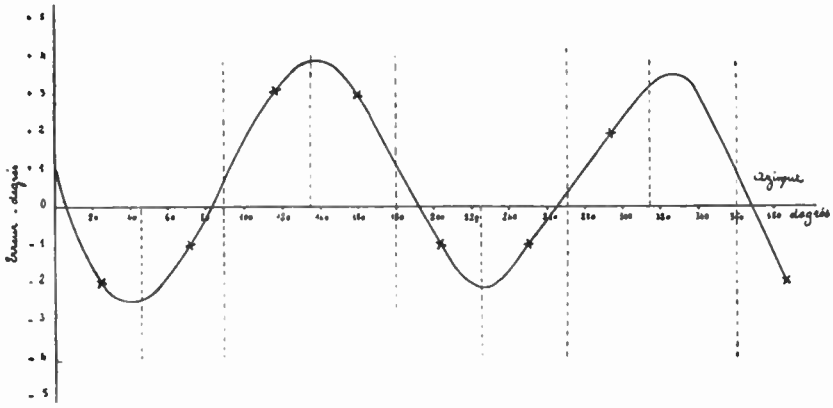


Fig. 9. — Courbe d'erreur quadrantale au sol d'un Goliath-Lorraine sur cadre intérieur.

Tout d'abord, dans la plupart des cas, on obtient en général à bord d'avion des minima d'audition très nets et souvent d'excellents

1. Voir *Onde Électrique*, février 1936, 113-132 et mars 1936, 167-181.

zéros; il faut en conclure que dans les circuits perturbateurs que l'on rencontre dans les fuselages usuels, les résistances restent toujours faibles devant les réactances, en sorte que l'hypothèse faite au début de cette étude est pratiquement justifiée.

L'expérience met également en évidence une erreur quadrantale affectant l'une des formes représentées (*fig.* 5, 6 et 8). Nous donnons ci-contre à titre d'exemple (*fig.* 9, 10, 11, 12), quelques

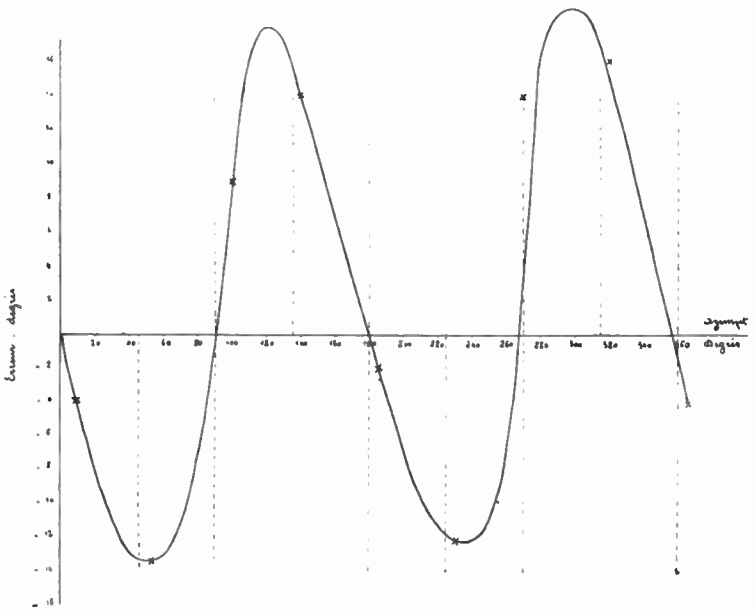


Fig. 10. — Courbe d'erreur quadrantale effectuée au sol du Bourget sur $\lambda = 800$ m. entretenues — sur cadre intérieur.

courbes d'erreurs relevées expérimentalement au Service Technique de l'Aéronautique par M. Larivière sur des avions du type Goliath.

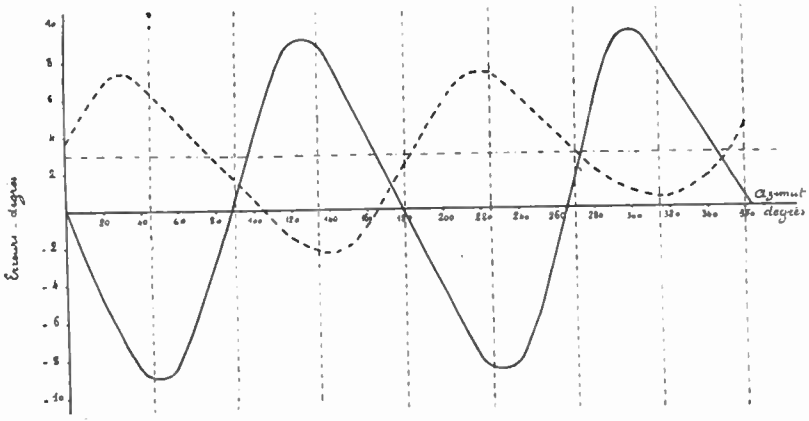
Les *figures* 11 et 12, en particulier, relevées sur un même avion, résument assez bien les divers cas qui peuvent se présenter et montrent l'action de la fréquence de l'onde incidente. Les courbes de ces deux figures sont presque superposables par un glissement de l'ordre de quelques degrés parallèlement à l'axe des ordonnées.

Il semble résulter de l'examen de ces courbes, ainsi que d'autres analogues relevées par ailleurs, que dans les cas usuels les effets d'une dissymétrie se traduisent surtout par un glissement parallèle à l'axe des ordonnées, le glissement parallèle à l'axe des abscisses

reste faible. On a alors sensiblement : $\beta = 0$, donc $m' = n'$.

Les *figures* 11 et 12 mettent encore en évidence d'une façon particulièrement nette le rôle que peut jouer sur la forme de la courbe d'erreur la position dans l'avion du cadre de réception.

Dans le cas du cadre blindé, disposé extérieurement au-dessus de la carlingue, l'erreur est négative dans les quadrants impairs et positive dans les quadrants pairs; la constante B est négative



- - cadre blindé extérieur.
.... cadre intérieur non blindé.

Fig. 11. — Courbe d'erreur quadrantale sur $\lambda = 1.000$ mètres.

et la direction repérée est plus rapprochée de l'axe de l'avion que la direction de propagation vraie de l'onde incidente. Les résultats sont ici identiques à ceux que l'on rencontre dans la radiogoniométrie marine, parce que, dans les deux cas, les circuits perturbateurs sont situés en dessous du cadre récepteur.

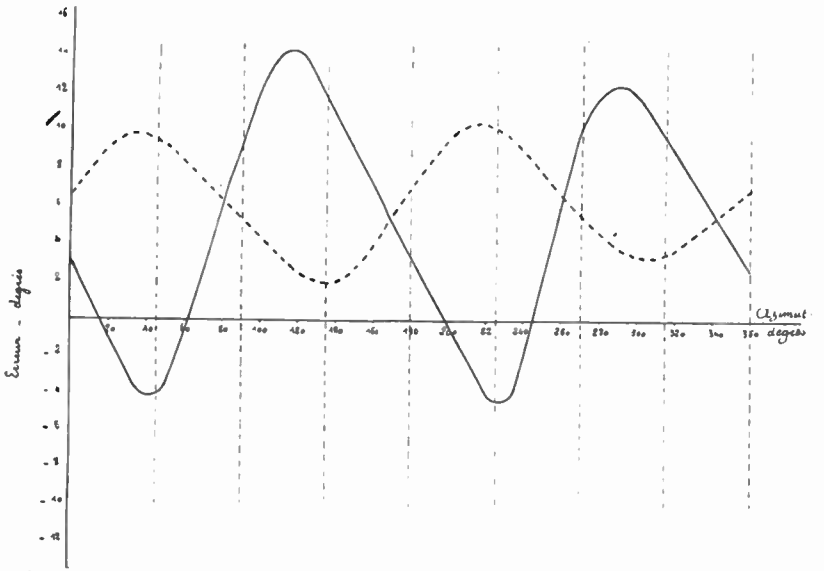
Au contraire, dans le cadre intérieur, disposé au milieu des circuits perturbateurs, l'erreur change de signe. Elle est positive dans les quadrants impairs et négative dans les quadrants pairs; la constante B est positive et la direction repérée plus éloignée de l'axe de l'avion que la direction vraie.

Autrement dit, en vertu des relations (14 et 18) qui relient les constantes K et B aux coefficients fondamentaux m et n du champ perturbateur, on a les relations simples suivantes :

1° Lorsque le cadre est situé au-dessus des circuits perturbateurs, la somme $m + n$ est négative.

2° Lorsqu'il est à la même hauteur qu'eux, cette somme est positive.

Cette propriété peut être utilisée pour éliminer l'erreur quadrantale comme nous le verrons plus loin; elle résulte de la forme incurvée des lignes de force de chaque circuit perturbateur qui a pour effet que le signe des composantes horizontales du champ



— Cadre blindé extérieur.
.... Cadre intérieur non blindé.

Fig. 12. — Courbe d'erreur quadrantale sur $\lambda = 1.550$ mètres.

magnétique produit s'inverse suivant qu'on se place à l'intérieur ou à l'extérieur du circuit.

Cependant, il convient d'ajouter qu'on a, pour une raison analogue, des effets du même genre lorsque le cadre reste à l'intérieur du fuselage; l'importance ou le signe de l'erreur peuvent être différents suivant l'avion sur lequel on fait l'expérience ou la position du cadre sur l'axe. Par exemple, avec un cadre intérieur, les courbes des *figures* 9 et 10 donnent une erreur négative dans le premier quadrant, alors que celles des *figures* 11 et 12 donnent une erreur positive. Ces différences proviennent de la disposition des circuits perturbateurs qui se trouvent au voisinage immédiat du cadre et dont l'effet est prépondérant; on conçoit dans ces conditions que

l'action produite varie avec l'avion ou la position du cadre. Dans les essais correspondant aux courbes 9, 11 et 12, le cadre était placé dans la queue de l'appareil; au contraire, dans les expériences relatives à la courbe 10 qui indique une erreur plus forte, il était disposé assez près des ailes.

VII.— COMPENSATION DE L'ERREUR

Les considérations qui précèdent permettent de se rendre compte aisément des précautions à prendre et des conditions qu'il convient de réaliser pour éliminer l'action perturbatrice du fuselage et compenser l'erreur, c'est-à-dire faire en sorte qu'elle soit nulle ou négligeable dans tous les azimuts.

Il importe avant tout, pour que les relèvements puissent être effectués dans de bonnes conditions, que le champ perturbateur reste en phase avec le champ inducteur, c'est-à-dire que, dans le voisinage du cadre récepteur, il n'y ait pas de circuits résistants ou en résonance sur l'onde incidente.

Si cette condition est satisfaite, la mesure est faisable, mais elle est entachée d'une erreur quadrantale représentée par la formule 12 :

$$\operatorname{tg} \zeta = \frac{(m+n)\sin\varphi\cos\varphi + m'\cos^2\varphi + n'\sin^2\varphi}{1 + (m'-n')\sin\varphi\cos\varphi + m\sin^2\varphi - n\cos^2\varphi}.$$

Pour qu'elle reste nulle dans tous les azimuts, il faut et il suffit que le numérateur soit nul pour toutes les valeurs de l'angle φ, donc que l'on ait simultanément :

$$\begin{cases} m' = n' = 0 \\ m + n = 0. \end{cases}$$

La première relation exprime que, si l'on veut compenser l'erreur quadrantale, il est indispensable avant tout de réaliser une bonne symétrie électrique de l'avion et de disposer le cadre de réception de telle sorte que son centre se trouve dans le plan de symétrie. On peut assez facilement réaliser cette condition, *a priori*, avec une approximation suffisante lors de la construction de l'appareil.

La condition de symétrie parfaite n'est sans doute pas la seule qui permette de satisfaire la relation $m' = n' = 0$, mais c'est

la seule qu'on puisse obtenir aisément et systématiquement en pratique.

Il reste ensuite à satisfaire la seconde condition $m + n = 0$. Ici le problème est plus compliqué et ne peut recevoir une solution *a priori*, car, d'une part, le calcul direct de m et n est inextricable, d'autre part la détermination expérimentale de ces coefficients est impossible, puisque la connaissance d'une courbe d'erreur ne permet d'établir entre eux qu'une seule relation qui, dans le cas de symétrie, prend la forme :

$$B = K = \frac{2 + m - n}{m + n} = \frac{1}{\sin \Delta}.$$

Cependant, si on ne peut calculer séparément m et n, on peut définir très simplement par l'observation d'une courbe d'erreur le signe de la constante B, donc de la somme $m + n$ (§ IV). On en déduit une indication qui permet de déterminer dans quel sens et par quel moyen il faut agir pour la rendre nulle.

Ces moyens sont au nombre de deux :

Le premier, dont l'idée revient au capitaine Guyot qui l'a mentionnée lors du premier Congrès de la Sécurité Aérienne, est suggéré par l'examen des courbes des *figures* 9 à 12. Ces courbes montrent que la somme $m + n$ change de signe suivant la position du cadre de réception dans l'avion et, en particulier, sur un même appareil, lorsque le cadre est disposé à l'intérieur ou à l'extérieur du fuselage; comme la variation de cette somme se fait d'une façon continue, il existe certainement une position du cadre pour laquelle elle est nulle, c'est-à-dire pour laquelle la compensation de l'erreur est automatiquement réalisée.

Cette méthode conduit donc à rechercher expérimentalement, pour chaque avion ou type d'avion, la position la plus avantageuse du cadre; elle aurait l'avantage de la simplicité et pourrait sans doute donner des résultats dans certains cas. Cependant son emploi ne peut être généralisé, car il n'est pas évident, *a priori*, qu'on puisse trouver sur tous les avions des positions pour lesquelles l'erreur change de signe, cet effet étant intimement lié aux types des circuits perturbateurs constitués par le fuselage; d'autre part, la position du cadre est en général imposée en pratique par d'autres considérations et il serait le plus souvent très difficile

de la fixer dans les conditions les plus avantageuses au point de vue radiogoniométrique.

Une seconde méthode, sans doute plus souple ou d'une application plus étendue, consiste à disposer dans le fuselage, au voisinage du cadre récepteur, des circuits auxiliaires créant un champ perturbateur dont la somme $m + n$ des coefficients fondamentaux soit de signe contraire à celle de la somme correspondante relative au fuselage seul. Le choix des types de circuits à utiliser peut se faire, *a priori,* par une étude convenable du champ rayonné par des cadres isolés; il ne resterait plus alors qu'à définir expérimentalemeut les dimensions et les positions de ces circuits, de telle sorte que, pour l'ensemble, la somme $m + n$ soit nulle.

Si la détermination exacte et complète des circuits compensateurs nécessite d'avoir recours à l'expérience, on peut assez facilement définir, *a priori,* certaines de leurs caractéristiques essentielles qui doivent satisfaire les desiderata imposés aux circuits du fuselage.

En premier lieu, ils doivent être peu résistants et avoir une fréquence propre très éloignée de celle de l'onde incidente. On peut, par exemple, les réaliser par des conducteurs de section suffisante disposés en boucle fermée sans l'interposition de condensateurs; les seuls paramètres variables sur lesquels on peut agir pour régler leurs effets sont alors leurs dimensions et leurs positions par rapport au cadre de réception.

En second lieu, puisque les circuits compensateurs sont incorporés à ceux du fuselage et se comportent comme eux, ils doivent satisfaire la condition de symétrie électrique. On doit donc utiliser de préférence, soit des circuits simples disposés dans le plan de symétrie de l'avion ou normalement à ce plan, soit des couples de circuits identiques disposés symétriquement de part et d'autre du fuselage. Le choix du groupement à utiliser, qu'il y a avantage à réduire au strict minimum, dépend de la forme de la courbe d'erreur résultant du fuselage et doit être étudié dans chaque cas particulier.

Des essais systématiques ont été effectués en laboratoire au Service des Recherches de l'Aéronautique par M. Serra. Les circuits perturbateurs étaient schématisés par des cadres en court-

circuit disposés, parallèlement ou perpendiculairement à un plan origine pris comme plan de symétrie fictif. En faisant varier les positions de ces cadres par rapport au goniomètre et en particulier en satisfaisant ou non la condition de symétrie, M. Serra a pu mettre en évidence expérimentalement toutes les propriétés des courbes d'erreurs déduites de l'analyse qui précède ; il a vérifié en outre, par la forme des courbes d'erreurs relevées que la constante B, donc la somme $m + n$, changeait de signe suivant que les circuits perturbateurs étaient parallèles ou perpendiculaires au plan de symétrie.

Cette dernière constatation montre qu'il est possible dans tous les cas de compenser l'erreur en superposant aux circuits perturbateurs des circuits auxiliaires convenablement choisis et réglés. Des essais ont été effectués dans cette voie en utilisant comme circuits de compensation, soit un cadre unique perpendiculaire au plan de symétrie, soit deux cadres parallèles au plan de symétrie et disposés symétriquement, soit enfin une boucle métallique disposée à l'intérieur du cadre parallèlement ou perpendiculairement au plan de symétrie.

Dans tous les cas on a pu obtenir une compensation convenable de l'erreur.

VIII. — CONCLUSIONS

Il résulte de l'étude qui précède que l'analyse qualitative des effets perturbateurs du fuselage métallique d'un avion sur les relèvements radigoniométriques peut s'effectuer dans le cas le plus général et conduit à représenter l'erreur quadrantale par une formule, en bon accord avec l'expérience, de la forme :

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{A + \sin 2 (\varphi + \beta)}{B - \cos 2 (\varphi + \beta)}.$$

Cette analyse permet, en outre, de dégager quelques règles générales dont la connaissance peut être avantageuse lors de l'établissement d'un radiogoniomètre de bord :

1° Pour que l'observation des relèvements soit possible dans de bonnes conditions et à peu près indépendante de la longueur d'onde, il faut que, dans le voisinage du cadre récepteur, les diverses

pièces conductrices du fuselage soient reliées entre elles par de bonnes connexions électriques de façon à constituer des circuits de résistances négligeables et incapables d'entrer en résonance sur des fréquences de l'ordre de grandeur de celle de l'onde incidente.

Pour la même raison, il faut éloigner du cadre tout autre circuit accordé sur cette fréquence.

2° Pour obtenir une courbe d'erreur symétrique, c'est-à-dire ayant une forme quadrantale exacte, ce qui peut être avantageux pour effectuer les corrections, il faut que le fuselage ait une bonne symétrie électrique par rapport au plan de symétrie de l'avion et que le cadre de réception soit disposé de façon que son centre soit dans ce plan.

3° Si on veut réduire ou éliminer l'erreur, il est indispensable d'établir au préalable une bonne symétrie électrique du fuselage et du cadre telle que la courbe d'erreur ait une forme quadrantale exacte. Cela fait, et seulement à cette condition, sauf cas particuliers impossibles à discuter en pratique, on peut réduire l'erreur et la rendre négligeable, soit en cherchant expérimentalement dans le plan de symétrie de l'avion une position convenable du cadre récepteur, soit en disposant au voisinage du cadre des circuits auxiliaires compensateurs, disposés eux-mêmes symétriquement par rapport du plan de symétrie de l'appareil.

E. Fromy.

CONSIDÉRATIONS SUR LE LEVER DU DOUTE EN RADIOGONIOMÉTRIE

par M. H. BELLINI

Le lever du doute en radiogoniométrie est rendu nécessaire par le fait qu'un cadre donne la direction générale du poste émetteur, mais qu'il est incapable d'indiquer de quel côté ce poste se trouve Un cadre, par exemple, pourra indiquer qu'un poste émetteur se trouve dans la direction Nord-Sud, mais il ne pourra pas nous renseigner s'il se trouve plutôt au Nord qu'au Sud.

On sait que pour obtenir le lever du doute il faut superposer à l'action du cadre l'action d'une antenne verticale. Le diagramme le plus favorable qu'on peut obtenir est constitué par une cardioïde.

La théorie de ce dispositif est très simple, mais en pratique on se heurte à des difficultés insoupçonnées. Les principales sont les suivantes :

1° Quand on a établi à terre un dispositif de lever du doute qui fonctionne d'une manière satisfaisante, ce dispositif transporté sur un navire fonctionne souvent beaucoup moins bien. Si on emploie une antenne verticale séparée, il faut souvent allonger cette antenne pour obtenir le même degré de fonctionnement.

2° On sait qu'on peut se servir du cadre lui-même comme antenne verticale, quand le cadre est à spires libres. Mais si on emploie un cadre blindé avec blindage mis à la terre on ne peut plus recourir à cet artifice : la réception verticale s'annule. Il faut obligatoirement dans ce cas utiliser une antenne verticale séparée.

Il semble bien que la raison de ces phénomènes doive être recherchée dans les conditions différentes d'utilisation du champ électromagnétique de la part du cadre et de l'antenne verticale.

On sait (Mesny, *Radio-électricité Générale*, Vol. I, pages 239 et

240, et *Onde Électrique*, mars 1935, Editorial) qu'à une grande distance de l'antenne d'émission et en un endroit libre de tout obstacle, le rapport de l'intensité du champ électrique tangentiel à celle du champ magnétique, les deux exprimées en unités C. G. S. électromagnétiques, est égal à la vitesse de la lumière : $E/M = v$. Ce rapport est le rapport normal entre les deux champs afin que, en partant soit du champ magnétique, soit du champ électrique, on trouve la même f. e. m. dans une antenne soumise à l'action d'un champ électromagnétique.

Mais on sait aussi qu'à petite distance de l'antenne d'émission (Mesny, *loc. cit.*, page 241) ce rapport est plus grand que v; il est au moins égal à $\frac{v\lambda}{2\pi r}$, r étant la distance à l'antenne du point où on considère l'intensité du champ.

Un cadre, au contraire, tout en produisant à grande distance un champ électromagnétique dont le rapport $\frac{E}{M} = v$, ne produit qu'un champ magnétique dans son voisinage immédiat.

D'autre part, en un endroit quelconque, même très loin de l'antenne ou du cadre émetteurs, la présence de corps conducteurs peut avoir pour effet l'affaiblissement ou la disparition d'un des champs. On sait, par exemple, qu'à l'intérieur d'une boucle fermée le champ magnétique est pratiquement nul, tandis que le champ électrique garde à peu près sa valeur normale. Réciproquement, si on entoure un espace par des conducteurs verticaux mis à la terre, le champ électrique à l'intérieur de cet espace est à peu près nul, tandis que le champ magnétique garde sa valeur normale.

M. Barfield (*Inst. of Elect. Engin.*, Vol. 42, N° 327, mars 1924) a publié les résultats de très intéressantes expériences qui montrent clairement la réalité de ce que nous venons d'exposer.

Ce résultat semble être en contradiction avec le fait que pour calculer la f. e. m. engendrée par un champ électromagnétique dans un cadre ou dans une antenne on peut considérer indifféremment l'action du champ électrique ou du champ magnétique. Les résultats sont rigoureusement les mêmes quand le rapport $\frac{E}{M} = v$. Mais étant donné que ce calcul se heurte aux résultats de l'expérience il faut admettre qu'il y a une raison majeure pour

laquelle ce calcul ne correspond pas aux résultats de l'expérience.

Pour expliquer ce fait il faut, à notre avis, ne pas se limiter à la notion de f. e. m. ou de d. d. p., mais il faut remonter à la notion d'énergie et à celle de l'équivalence entre action et réaction.

On sait, et c'est une loi générale en mécanique comme en électricité, que, afin qu'un corps puisse absorber de l'énergie, il faut qu'il puisse opposer une réaction équivalente et de même nature à l'action à laquelle il est soumis.

Un boulet qui frappe une tôle mince, la traverse sans lui transmettre de l'énergie en quantité notable. Tandis qu'une cuirasse qui peut résister au choc du boulet absorbe toute l'énergie emmagasinée dans le boulet justement parce qu'elle peut opposer au boulet une réaction égale et contraire et de même nature.

Un haut-parleur dont on a enlevé le pavillon ne donne qu'un son d'une intensité insignifiante. Le volume d'air qui s'oppose au mouvement de l'anche vibrante est insignifiant. Mais si on remet le pavillon en place l'anche vibrante doit dans son mouvement déplacer la colonne d'air contenue à l'intérieur du pavillon, qui lui oppose une réaction considérable. L'anche peut donc lui transmettre de l'énergie.

Une corde vibrante à une fréquence déterminée ne reçoit pas l'énergie de l'air correspondant à une note différente et n'absorbe pas cette énergie car elle ne peut pas réagir à cette note. Mais si l'air vibre à la fréquence de la corde celle-ci absorbe une quantité considérable de l'énergie de l'air parce qu'elle peut opposer une réaction considérable à l'action de l'air.

Un moteur qui peut développer une puissance de 100 HP ne pourra effectivement la transmettre que s'il trouve pour s'opposer à son mouvement une réaction équivalente. Autrement il marchera à vide ou à la puissance strictement limitée à la réaction qui s'oppose à son mouvement.

Transposons ces résultats au cas d'un cadre et d'une antenne verticale.

Un cadre ne produit dans son voisinage immédiat qu'un champ magnétique. Il ne pourra donc opposer de réaction qu'au champ magnétique, tandis qu'il ne pourra pas opposer de réaction au champ électrique. Il ne pourra donc absorber que l'énergie du

champ magnétique, le champ électrique étant sans action sur lui.

Une antenne verticale, comme nous avons vu, produit dans son voisinage immédiat un champ électrique beaucoup plus fort que le champ magnétique. Elle utilisera, par conséquent, davantage le premier que le second. Pratiquement, elle n'utilisera que le champ électrique.

Il est bien entendu que l'énergie absorbée par l'antenne ou par le cadre est toujours prise au champ électromagnétique, le champ électrique et le champ magnétique n'étant que des manifestations concomitantes du même phénomène. Mais tandis que le cadre ne peut absorber cette énergie que sous la forme magnétique, l'antenne verticale ne peut l'absorber que sous la forme électrique. Mais en fin de compte l'énergie est puisée dans les deux cas dans le même réservoir.

Revenons maintenant au lever du doute.

Étant donné que le cadre reçoit le champ magnétique et l'antenne le champ électrique, toute cause qui agit de manière différente sur ces deux champs, soit sur leurs intensités, soit sur leurs phases, altère par conséquent la balance nécessaire pour le lever du doute.

En particulier, à bord des navires, la présence des mâts, des cheminées et d'autres objets métalliques fait diminuer l'intensité du champ électrique. L'antenne verticale qui sert au lever du doute reçoit moins qu'elle ne devrait. Pour compenser cette diminution il faut allonger l'antenne qui sert au lever du doute.

Le problème du lever du doute ne sera effectivement résolu que quand on aura trouvé un aérien dirigé et un aérien non dirigé sensibles tous les deux exclusivement soit au champ électrique, soit au champ magnétique. Un seul système semble pour le moment satisfaire à cette condition : c'est le système qui utilise un aérien Adcock comme aérien dirigeable. En effet, cet aérien est constitué par deux antennes verticales lesquelles, comme l'antenne verticale pour le lever du doute, utilisent le champ électrique. Ce qui s'oppose à l'emploi général de ce système est sa faible réceptivité qui oblige à utiliser de grands aériens et à en employer deux à angle droit. N'était cette difficulté, l'aérien Adcock remplacerait immédiatement le cadre, car il a sur lui le très grand avantage de ne pas être affecté par l'erreur de nuit.

M. H. Bellini.

LE NOUVEAU POSTE ÉMETTEUR DE TÉLÉVISION DE BERLIN[1]

Nous avons décrit, dans le numéro de mars 1935 de *l'Onde Électrique*, le premier poste émetteur de télévision à haute définition, d'une puissance de 10 kilowatts environ, installé à Berlin. On sait que ce poste a été incendié et détruit au moment de l'Exposition de T. S. F. de septembre. Un nouvel émetteur a été

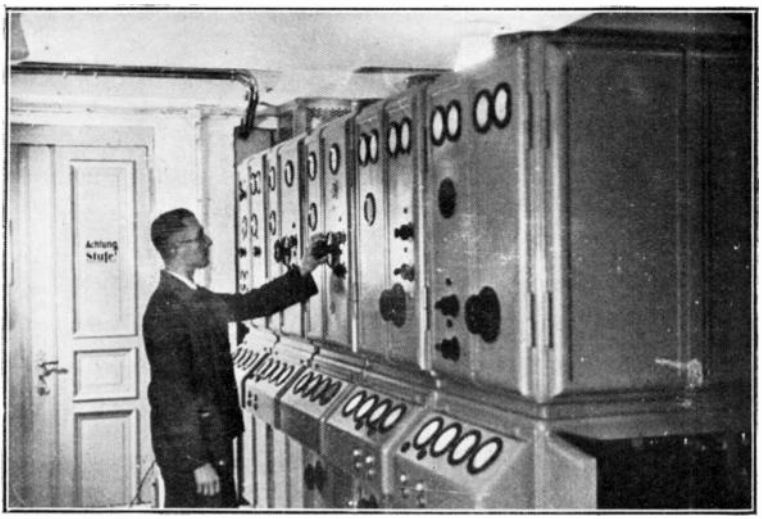


Fig. 1.

aussitôt mis en construction, et a fait sa première émission dans la nuit de Noël. C'est de cet appareil que nous sommes heureux de pouvoir présenter quelques photographies.

Les caractéristiques en sont assez analogues à celles de l'ancien poste, mais la puissance est plus grande (15 kw.). Les images sont toujours au nombre de 25 par seconde, et décomposées en 180 lignes. Il y a, en réalité, deux émetteurs distincts, l'un pour l'image

1. Photographies Telefunken.

(fréquence 55 mégacycles/s, soit $\lambda = 6$ m. 672), l'autre pour le son (fréquence 42 mégacycles/s, soit $\lambda = 7$ m. 06). La portée normale, avec l'antenne installée au sommet de la « Funkturm », de 140 mètres de haut, est de 50 à 60 kilomètres.

La photographie 1 représente l'émetteur de son, divisé en un certain nombre de caissons renfermant chacun un étage.

Sur la figure 2 on voit les deux postes, l'émetteur d'images étant au premier plan. La partie inférieure des caissons de ce dernier renferme en particulier les dispositifs de modulation que l'on aperçoit sur la photographie 3. On remarquera le système de tiroir permettant de retirer les lampes.

Fig. 3.

Enfin, la photographie 4 montre les amplificateurs préalables de l'émetteur d'image, le tableau d'alimentation et le système de contrôle. Au premier plan, un oscillographe cathodique permet de surveiller l'émission.

*
* *

Un autre poste, identique au précédent, est en construction sur la montagne célèbre du Brocken. Situé à 1.100 mètres au dessus du niveau de la mer, on espère qu'il atteindra une portée normale de 100 kilom. vers le nord — qui est une région de plaines — et de 50 kilom. vers le sud, plus montagneux.

Le « plan » en cours de réalisation comprendra, en outre, des postes à Hambourg, Münich, Francfort et dans la Ruhr.

Enfin, pour les émissions berlinoises, 12 à 15 salles de réception, permettant à ceux qui n'ont pas encore de « téléviseur » de se rendre

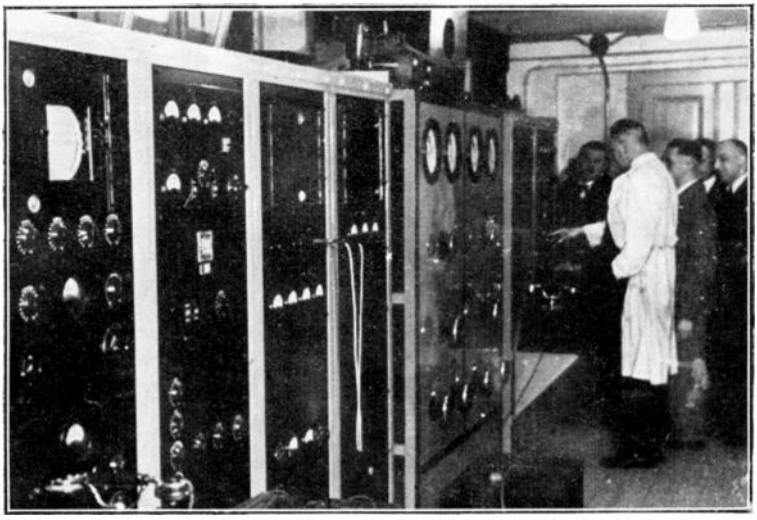


Fig. 2.

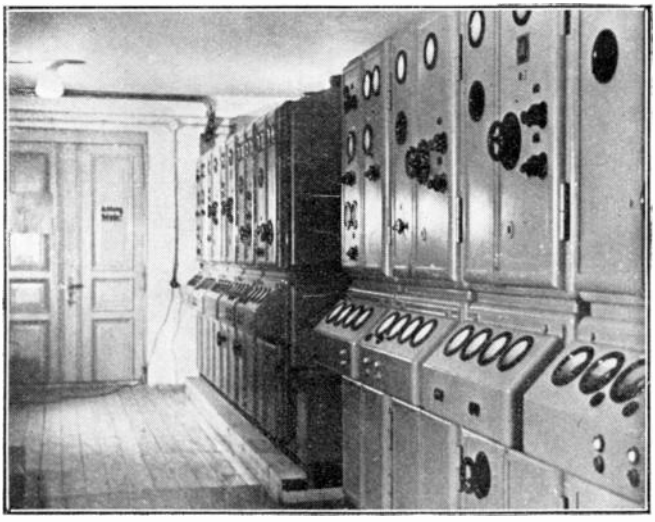


Fig. 4.

compte des résultats obtenus, sont ouvertes au public, dans la ville et dans sa banlieue.

P. B.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Visite du Laboratoire National de Radioélectricité.

Comme suite à la communication présentée à la Séance du 19 février de la Société des Radioélectriciens, par M. Decaux, Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité, et au cours de laquelle il avait décrit les installations de mesure de fréquence du Laboratoire, la Société des Radioélectriciens a organisé, le samedi 22 février, une visite au Laboratoire National de Radioélectricité.

Bien que les installations de ce Laboratoire se trouvent toujours dans les vieux bâtiments qui leur ont été affectés après la guerre, aux Invalides, il avait en effet, paru intéressant de les montrer en fonctionnement, avant le déplacement du Laboratoire qui se réinstallera, d'ici quelques mois, dans le nouveau bâtiment en construction à Bagneux.

Reçus par M. Gutton, Directeur du Laboratoire et ancien Président de la Société des Radioélectriciens, entouré de ses Ingénieurs, plus de 150 membres de la Société, répartis en plusieurs séries qui se sont succédées au cours de l'après-midi, ont parcouru les divers services et assisté à un certain nombre d'essais, de mesures et d'expériences.

1° *Service de M. Decaux.* — M. Decaux a présenté le fréquencemètre — étalon — absolu qu'il avait précédemment décrit et a montré comment on l'utilisait pour les mesures de fréquence.

Les Membres de la Société ont vu en fonctionnement les enregistreurs de fréquence et les dispositifs inscrivant les battements des pendules de l'Observatoire de Paris. Un certain nombre de courbes fournissant des résultats de mesure leur ont été montrées, en particulier, une courbe donnant la fréquence d'un poste russe, remarquablement stable, dont la variation pendant une longue période, était très inférieure au 1/1.000.000.

2° *Service de M. David.* — Dans ce service, les visiteurs ont pu voir les cabines blindées et les générateurs étalonnés utilisés pour mesurer la sensibilité des récepteurs et tracer leurs courbes de sélectivité.

Des essais ont été effectués pour montrer l'efficacité de ces cabines : dès que l'opérateur, qui touchait momentanément la borne-antenne du poste en essai, sortait la main de la cabine, des émission étaient reçues.

Des mesures réelles ont été effectuées en présence des membres de la Société, sur un récepteur Philips.

M. David a ensuite montré une chambre sourde pour essais de microphones et de haut-parleurs, récemment installée. Cette chambre était utilisée pour tracer les courbes de directivité d'un microphone, tournant autour d'un axe vertical.

Les visiteurs ont également vu un nouvel appareil enregistreur pour mesures de rayonnement, comprenant, montés sur un même panneau, le récepteur, le générateur étalonné et l'enregistreur proprement dit. Ce dispositif, très pratique et peu encombrant, permet, en particulier, de tracer des courbes utilisées dans l'étude du fading.

Enfin, M. David a montré un certain nombre d'appareils de mesure de parasites industriels, actuellement en cours de comparaison au Laboratoire (un appareil construit par le Laboratoire, un appareil de l'Administration des P. T. T., un appareil allemand).

En outre, il a présenté le « parasite étalon » qui fait, actuellement, le tour d'Europe, pour être mesuré dans les divers Laboratoires, et qui est constitué par un ventilateur à moteur, de construction anglaise.

3° *Service de M. Abadie.* — Les Membres de la Société ont pu examiner, dans ce service, de nombreux ponts de mesure à fréquence musicale et à haute fréquence, ainsi que des résistances, condensateurs et self-inductances étalons.

Des essais de diélectriques soumis à des champs intenses ont été effectués en leur présence. Une plaque d'ébonite de bonne qualité, placée entre des électrodes portées à une différence de potentiel de haute fréquence d'environ 3.000 volts s'échauffait rapidement, alors que des plaques de rexol ou de quartz restaient tout à fait froides. Les tensions nécessaires étaient fournies par un poste émetteur de puissance relativement grande, qui a permis, également, de procéder à divers essais et de montrer, par exemple, à l'aide d'un tube au néon, la répartition du potentiel le long de divers circuits.

La Société des Radioélectriciens adresse ici ses vifs remerciements à MM. Gutton, David, Abadie et Decaux, pour cette intéressante visite qui sera vraisemblablement renouvelée après installation du Laboratoire à Bagneux.

La Conférence du Professeur Zworykin.

Comme nous l'avons annoncé dans le numéro de février de *l'Onde Electrique*, le Professeur Zworykin, Chef des Laboratoires de Recherches Electroniques de la Radio Corporation of America, de passage à Paris, a fait le 10 mars 1936, une communication à la Société des Radioélectriciens, sur l'Optique Electronique et les Multiplicateurs d Electrons. Cette séance qui a eu lieu à l'Amphithéâtre Descartes de la Sorbonne, et à laquelle la Société des Radioélectriciens avait invité les membres de la Société Française des Electriciens, de la Société Française de Physique, et diverses personnalités de l'Institut d'Optique, avait rassemblé près de 500 personnes, qui ont chaleureusement applaudi le Professeur Zworykin, et qui ont pris le plus grand intérêt à sa communication et aux expériences et projections qui l'accompagnaient. Le texte complet de cette conférence sera publié dans le numéro de mai de *l'Onde Electrique*.

Le 9 mars, les membres et anciens membres du Conseil de la Société des Radioélectriciens ont offert au Professeur Zworykin un dîner dont le menu s'ornait du schéma de l'un de ses « multiplicateurs d'électrons ».

Le Professeur Zworykin a quitté Paris le 11 mars, pour s'embarquer à Cherbourg, tout en nous faisant espérer qu'il reviendrait l'année prochaine en France et pourrait nous présenter le résultat de ses futures recherches.

Nouveaux Membres
présentés à la séance du 18 mars 1936.

MM.

DEVANT, Ingénieur-Conseil, présenté par M. Galle.

BERLIN, Ingénieur, présenté par M. Moll.

TAVASSOLI, attaché au Laboratoire d'Enseignement de la Physique, présenté par M. Bedeau.

WARNECKE, Chef du Laboratoire de Recherches du Département Lampes, de la Société Française Radioélectrique, présenté par M. Mesny.
BEHITCH, Étudiant, présenté par M. Halabi.
Mlle ALLAIS, Ingénieur E. C. P. I., présentée par M. Colas.
MM.
HOYON, Étudiant, présenté par M. Chauvierre.
CHIREIX, Ingénieur en Chef à la Société Française Radioélectrique, présenté par M. Villem.
NEUFELD, Ingénieur, présenté par M. Besson.
BARJANSKY, Ingénieur E. S. E., présenté par M. Michel.

Prochaines séances.

La prochaine séance de la Société des Radioélectriciens aura lieu le mercredi 22 avril, à 20 h. 45, à l'amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, 1, rue Victor-Cousin.

Elle comportera la communication suivante de M. Chauvierre :

« Les conditions techniques et industrielles de la vulgarisation de la télévision ; description et présentation d'un récepteur de télévision destiné au public. »

« Projections-Expériences. »

Le poste de télévision de la Tour Eiffel effectuera une émission spéciale, de 21 h. 45 à 22 h. 45, pour permettre ces expériences.

***

L'Assemblée Générale de la Société des Radioélectriciens aura lieu le mercredi 20 mai 1936, à 20 h. 45, au même amphithéâtre.

INFORMATIONS

Le Poste Colonial.

Comme Radio-Paris, le Poste Colonial va quitter la région parisienne. Il avait été prévu autrefois de le réinstaller à la Station de Villebon de Paris P. T. T. Ce projet paraît abandonné. C'est aux environs de Moulins que s'élèveront ses antennes dirigées. La puissance de chaque émetteur sur ondes courtes sera de 100 kw.

L'ouvrage *L'Art du Dépannage et la Mise au Point* répondait à un réel besoin : dix éditions ont été enlevées en moins d'un trimestre.

Ce succès a incité l'auteur à continuer dans la même voie et c'est pourquoi il va faire paraître un volume qui sera la suite logique du premier puisqu'il aura pour objet " *L'Art des Mesures* " et que, dépanner un châssis ou le mettre au point, c'est souvent savoir mesurer différentes valeurs.

Cet ouvrage sera-t-il donc simplement un *Cours de Mesures?*

Non pas. Un ouvrage de ce genre (et il y en a) plane en général dans les cieux théoriques et n'apporte pas le moindre secours à l'artisan. Le laboratoire de l'artisan ne comporte pas des appareils coûteux ni compliqués. Il n'est pas comparable aux laboratoires de la Western ou de la R. C. A. Il faut donc s'accommoder de ce que l'on a et remplacer les appareils défaillants par un peu d'astuce.

Le lecteur verra donc dans cet ouvrage quels sont les appareils de mesures qui doivent être dans le plus modeste laboratoire. On pourrait croire qu'ils seront nombreux et que leur prix total correspondra à l'immobilisation d'un important capital. Or, il n'en sera rien.

Beaucoup de mesures peuvent être faites avec un bon contrôleur à plusieurs sensibilités et un ondemètre hétérodyne auquel sont adjoints quelques petits accessoires.

Ce laboratoire élémentaire est aussi indispensable à l'amateur que le calibre, le palmer ou le pied à coulisse de l'ajusteur, car : *le constructeur d'un poste de T. S. F. qui travaille sans appareil de mesures est comme un aveugle qui voudrait peindre un tableau.*

Un volume in-8° — Prix : **16** francs; *Franco* : **17** francs

---

BON à DÉCOUPER et à RETOURNER à :

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (6e)

Monsieur,

Veuillez m'inscrire pour l'achat de l'ouvrage de M. L. Chrétien, L'ART DES MESURES PRATIQUES EN T. S. F., contre la somme de **17 francs** *que je vous envoie par mandat - ou par chèque - ou que je verse à votre compte chèques postaux.*

NOM .....

ADRESSE .....

Chèques Postaux : PARIS 53-35 - BELGIQUE : 1644.60 - SUISSE 1. 33.57